

PHILIPS

Transistor

TEORIA E APPLICAZIONI

PHILIPS - BIBLIOTECA TECNICA

Transistor

TEORIA

E APPLICAZIONI

A cura della PHILIPS S. p. A. - Reparto Elettronica
Piazza IV Novembre 3 - Milano

INDICE

Introduzione

Gli elementi a semiconduttori, dei quali il diodo a cristallo ed il transistor costituiscono gli esempi più comuni, trovano applicazioni in misura sempre crescente in vari tipi di apparecchiature elettroniche. Essi vengono già largamente usati nei radioricevitori, negli amplificatori di bassa frequenza ed in molti circuiti di controllo, e si ha certamente ragione di pensare che il loro impiego continuerà ad estendersi sempre più sia per il numero di pezzi impiegati che per la varietà delle applicazioni.
Il presente manuale è stato preparato con l'intento di aiutare l'ingegnere o lo sperimentatore sia nel progetto che nella realizzazione di un circuito transistorizzato. Si spera inoltre che esso possa essere utile anche agli studenti ed in genere a tutti coloro che si interessano di circuiti elettronici.
Per venire incontro alle esigenze di queste diverse classi di lettori, si è pensato che fosse meglio iniziare il manuale, come è stato fatto, con una descrizione generale dei principi fondamentali sui quali è basato il funzionamento dei diodi e dei transistor.
Inizieremo quindi con una descrizione, a grandi linee, della struttura fisica di questi elementi, accennando anche ai sistemi di fabbricazione seguiti nella produzione di serie. In tal modo, si preparerà così il terreno per una breve discussione sia sulle caratteristiche dei transistor sia sulle considerazioni che stanno alla base del progetto dei ricevitori e degli amplificatori transistorizzati.
La seconda parte è stata dedicata alla descrizione dettagliata di alcuni circuiti di ricevitori e di amplificatori, e di circuiti con prestazioni particolari, dei quali viene riportato lo schema completo unitamente alla lista dei componenti impiegati; in qualche caso, si danno i dettagli costruttivi relativi ad alcuni componenti (per es. bobine e trasformatori).

1. Principi fondamentali

Tenendo conto del fatto che il funzionamento dei diodi e dei transistor è basato su principi totalmente diversi da quelli che stanno alla base del comportamento dei tubi termoionici, riteniamo sia dapprima necessario illustrare i concetti fondamentali cui generalmente si ricorre per spiegare detto funzionamento. Nel fare ciò, si è costantemente cercato di richiamarsi a concetti semplici e facilmente assimilabili senza peraltro tradire il rigore scientifico che deve sempre accompagnare una trattazione di carattere tecnico.

Sarà opportuno ricordare prima di tutto che ciò che è familiarmente noto come *corrente elettrica*, non è altro che il flusso ordinato di cariche elettriche negative (elettroni mobili).

Consideriamo ora la fondamentale differenza esistente tra il funzionamento di un tubo termoionico ad alto vuoto e quello dei cosidetti **cristalli** o meglio dei **dispositivi a semiconduttori.** Il comportamento di un tubo a vuoto è legato al flusso degli elettroni liberi emessi dalla superficie del catodo riscaldato, ed accelerati dal potenziale positivo applicato all'anodo del tubo. Durante il passaggio dal catodo all'anodo, il flusso degli elettroni viene controllato dal cosidetto **segnale,** il quale viene applicato sotto forma di una tensione variabile tra anodo e catodo (nel caso di un diodo), o tra un elettrodo separato (griglia controllo) ed il catodo, nel caso di tubi con più di due elettrodi, quali ad esempio il triodo ed il pentodo.

Nei diodi a cristallo e nei transistor, il flusso di cariche non passa attraverso il vuoto ma si muove entro il reticolo di alcuni tipi di sostanze solide denominate, per le loro particolari caratteristiche elettriche, **semiconduttori.**

1.1. Semiconduttori

Le sostanze solide sono costituite da atomi che, nella maggior parte dei casi, giacciono disposti secondo una figura geometrica solida regolare

denominata **reticolo.** I legami che vincolano gli atomi, ciascuno rispetto a quelli ad esso adiacenti, possono essere di diversa natura. Nei semiconduttori, come in altre sostanze, tale legame viene denominato **covalente.** Ciò significa che, come indicato in fig. 1.1, gli atomi adiacenti si scambiano i loro elettroni di valenza, vale a dire, quegli elettroni orbitali situati sullo strato più esterno del nucleo, e quindi più lontani dal nucleo atomico stesso.

Gli elementi che maggiormente ci interesseranno nei prossimi capitoli, appartengono tutti al gruppo IV del sistema periodico, il che significa che ciascuno dei loro atomi ha quattro elettroni di valenza. Il legame covalente, in queste sostanze, è determinato dall'accoppiamento dei quattro elettroni di valenza di un atomo con gli elettroni dello stesso tipo dei quattro atomi adiacenti. Il modo in cui tale accoppiamento si realizza

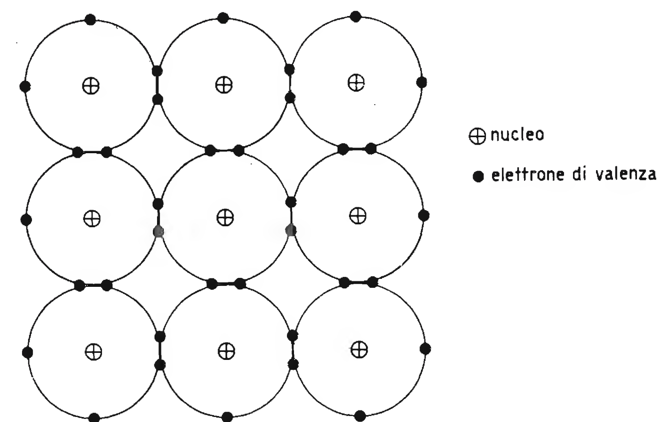


Fig. 1.1 - Esempio di disposizione degli atomi di un elemento del IV gruppo, nel quale gli elettroni di valenza di ciascun atomo si accoppiano con quattro elettroni di valenza di altrettanti atomi adiacenti. (Per comodità di rappresentazione si sono immaginati gli atomi disposti su un piano e per ciascun atomo sono stati indicati soltanto gli elettroni di valenza).

è illustrato schematicamente nella fig. 1.1, nella quale si vede che ciascun atomo viene cosí a trovarsi circondato da quattro coppie di elettroni di valenza.

A questo punto cogliamo l'occasione per ricordare che quando lo strato esterno è occupato da otto elettroni la configurazione dell'atomo risulta particolarmente stabile.

Nei metalli, l'elevata conduttività elettrica è da attribuirsi alla presenza di elettroni, liberi di muoversi tra le maglie del reticolo cristallino; essi costituiscono il così detto **gas elettronico.** Questi elettroni, sotto l'azione di un campo elettrico, possono essere accelerati, ed il loro movimento, come si è già detto a proposito dei tubi a vuoto, dà luogo alla corrente elettrica.
Nei semiconduttori, invece, il fenomeno della conduttività elettrica è il risultato di un meccanismo notevolmente diverso. Alla temperatura dello zero assoluto (0 °K oppure — 273 °C), gli elettroni sono strettamente controllati dalle forze che li legano al nucleo atomico, e perciò non possono prendere parte al fenomeno della conduzione elettrica. Pertanto, il materiale non risulta conduttore e perciò viene definito **isolante** o ad **alta resistività.** A temperatura diversa dallo zero assoluto, per esempio, a quella ambiente, alcuni legami si spezzano a causa delle vibrazioni impresse agli atomi da un apporto di energia che si traduce in una più elevata temperatura (agitazione termica). Il numero degli elettroni mobili sarà, quindi, pari a quello dei legami spezzati e la situazione diventerà pertanto simile a quella esistente nei metalli.
In assenza di forze elettriche agenti dall'esterno, il movimento degli elettroni risulta del tutto casuale e dominato sia dalle forze di mutua repulsione tra elettroni, sia da quelle di mutua attrazione tra elettroni ed ioni,

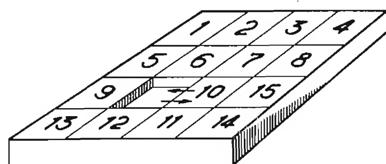


Fig. 1.2 - Le tavolette numerate, originariamente disposte a caso, devono essere allineate secondo l'ordine naturale dei numeri spostando una tavoletta per volta nell'unica casella rimasta libera. Quando la tavoletta segnata col numero 10 viene spostata per esempio, a sinistra, la casella libera si "muove" contemporaneamente verso destra.

questi ultimi rappresentati da quegli atomi che, avendo perduto un elettrone, hanno una carica risultante positiva. Se alle due estremità di un pezzo di materiale semiconduttore, si crea una differenza di potenziale (per esempio collegando una batteria), agli elettroni verrà impressa una accelerazione agente lungo le linee di forza del campo elettrico, ed al loro movimento casuale verrà a sovrapporsi un movimento più ordinato

diretto verso il polo positivo; in altre parole, all'interno del materiale circolerà una corrente elettrica.
Desideriamo a questo punto far notare che la rottura di un legame atomico all'interno di un semiconduttore, mentre crea da un lato un elettrone capace di muoversi entro il reticolo, dall'altro dà luogo al formarsi di una cosidetta **lacuna** o **cavità.** E' evidente che una lacuna può essere neutralizzata (colmata) con un elettrone generato dalla rottura di un altro legame, rottura che a sua volta lascia libera una seconda cavità. Il risultato di questi spostamenti è che la lacuna o cavità cambia di posizione muovendosi in senso opposto a quello dell'elettrone, proprio come si sposta la casella vuota rispetto alla tavoletta numerata nel disegno riportato in fig. 1.2.
E' chiaro, perciò, che una lacuna o cavità è elettricamente equivalente a una carica positiva avente lo stesso valore assoluto della carica negativa dell'elettrone. Si vede, perciò, che, siccome un elettrone è un portatore di carica negativa ed una cavità può essere rappresentata come una carica positiva mobile, la corrente nei semiconduttori si può pensare come dovuta ad un flusso di elettroni diretto verso il polo positivo oppure da un flusso di cavità diretto verso il polo negativo.
Ad ogni temperatura corrisponde una particolare situazione di equilibrio tra la frequenza con la quale vengono a crearsi le coppie **elettrone-lacuna**

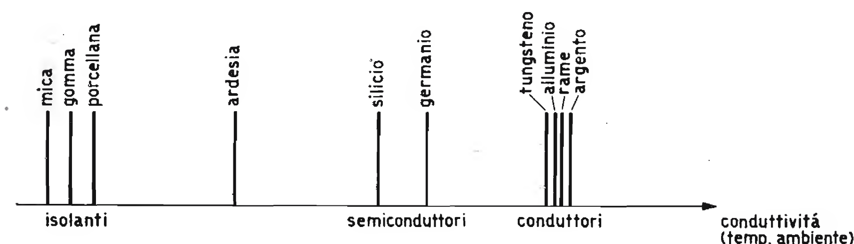


Fig. 1.3 - Classificazione di alcune sostanze appartenenti a tre diversi gruppi: isolanti, semiconduttori e conduttori normali.

(come viene solitamente denominata la rottura di un legame) e la frequenza di ricombinazione dovuta alla cattura degli elettroni liberi da parte delle cavità nella formazione di nuovi legami.
Se si aumenta la temperatura di un pezzo di materiale semiconduttore, aumenta il numero delle coppie elettrone-lacuna, il che significa che la

conduttività del materiale aumenta, o in altre parole, che la sua resistenza specifica diminuisce. Si può, quindi, affermare che detto materiale ha una resistenza elettrica il cui coefficiente di temperatura è negativo. Questa proprietà è tipica per i materiali semiconduttori.
Riassumendo, possiamo dire che un semiconduttore, allo stato puro, è, alla temperatura dello zero assoluto, un perfetto isolante, ossia presenta una conduttività nulla, mentre alla temperatura ambiente presenta una debole conduttività che è compresa fra quella estremamente bassa di un isolante e quella notevolmente più elevata di un conduttore. Inoltre, come abbiamo visto, dobbiamo ricordare che la conduttività di un semiconduttore aumenta all'aumentare della temperatura. Nella fig. 1.3 è stata riportata, su scala logaritmica, la conduttività alla temperatura ambiente di alcune note sostanze appartenenti a tre diversi gruppi: isolanti, semiconduttori e conduttori.

1.2. Attivazione dei semiconduttori

Abbiamo visto che alla temperatura ambiente la conduttività del germanio puro, risultante dalla rottura dei legami covalenti per agitazione termica degli atomi, è molto ridotta. Essa può essere tuttavia aumentata, introducendo nel reticolo cristallino un certo numero di atomi di alcuni particolari elementi denominati comunemente **impurità.** Una piccola percentuale (1 : 10) di questi additivi è sufficiente ad aumentare la conduttività del germanio di 10 ÷ 15 volte.
Esistono due classi fondamentali di atomi attivanti: quelli che aumentano la conduttività dovuta al flusso di elettroni e quelli che aumentano la conduttività dovuta alle lacune positive.
La conduttività, dovuta al flusso di elettroni di un semiconduttore appartenente al gruppo IV del sistema periodico, aumenta se si introducono nel suo reticolo alcuni atomi di un elemento appartenente al gruppo V (per esempio, dell'arsenico), possedendo ciascun atomo di questo elemento 5 elettroni di valenza. Quando esso viene introdotto nel reticolo del germanio, soltanto 4 di questi elettroni vengono utilizzati per completare il legame covalente con i 4 atomi di germanio adiacenti. L'elettrone eccedente può essere pertanto facilmente allontanato dal nucleo dell'arsenico mediante l'azione di un campo elettrico, il che equivale a dire che detto elettrone contribuisce ad aumentare la conduttività del cristallo (vedi figura 1.4a).
Un atomo di questo tipo viene denominato **donatore,** in quanto esso contribuisce ad aumentare il numero degli elettroni mobili; quando il germanio viene attivato con atomi donatori, esso viene detto del tipo *n*,

perchè la maggioranza dei portatori mobili di carica è costituita da elettroni aventi una carica negativa.
In modo del tutto simile si può attivare un cristallo di germanio (aumentandone la conduttività dovuta a cavità positive) introducendo nel cristallo un certo numero di atomi di un elemento trivalente quale l'indio, il gallio o l'alluminio, che possiedono soltanto tre elettroni di valenza. In questo caso, contrariamente a quanto accadeva prima, i tre elettroni di valenza degli atomi attivanti sono insufficienti a saturare il numero richiesto di legami, cosicchè, per ogni atomo estraneo introdotto, resterà nel reticolo una cavità con carica positiva non neutralizzata per mancanza di un elettrone (fig. 1.4b).

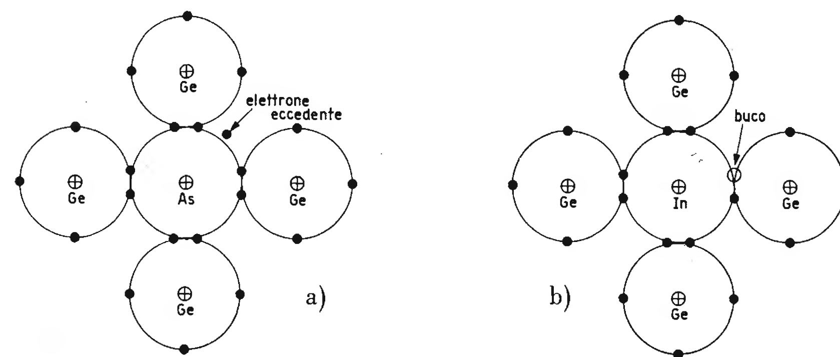


Fig. 1.4 - Effetto della attivazione del germanio con:
a) atomi pentavalenti, per esempio di arsenico;
b) atomi trivalenti, per esempio di indio.

Per le ragioni di cui sopra, le impurità di tipo trivalente vengono denominate **accettori** in quanto esse catturano elettroni, ed il germanio attivato con atomi accettori viene denominato di tipo *p*, perchè la maggioranza dei portatori di carica è costituita da cavità (con cariche positive).
Un pezzo di germanio di tipo *n* o di tipo *p* è nel suo insieme elettricamente neutro. In entrambi i casi, il numero delle cavità e degli elettroni mobili (pari al numero delle coppie cavità-elettrone che vengono a formarsi a causa dell'agitazione termica degli atomi) si neutralizzano a vicenda. In questo modo mentre nel germanio di tipo *n*, le cariche positive intrinseche degli atomi donatori vengono neutralizzate dagli elettroni lasciati liberi, nel germanio di tipo *p* le cariche negative acquisite dagli atomi

accettori nella cattura degli elettroni vengono neutralizzate dalla carica positiva della cavità che viene simultaneamente creata.
Consideriamo quanto succede in un pezzo di germanio supposto che esso abbia una perfetta struttura cristallina e sia diviso da una ben definita superficie di demarcazione in due zone di tipo *n* e di tipo *p*, nelle quali una parte degli atomi di germanio sia stata sostituita con una porzione rispettivamente equivalente di atomi donatori e di atomi accettori. Denomineremo **giunzione p-n** la suddetta superficie di separazione. In conseguenza della opposta polarità delle cariche che vengono a trovarsi ai due lati della giunzione *p-n*, si verificherà uno spostamento reciproco delle cariche stesse ed una conseguente neutralizzazione di una parte di esse. Ciò da luogo alla formazione di una carica spaziale distribuita in una zona relativamente ristretta e disposta su entrambi i lati della giunzione *p-n*. Come potremo vedere nei prossimi due paragrafi, le proprietà intrinseche del diodo a cristallo e del transistor, come elemento circuitale attivo, trovano il loro fondamento nel fenomeno sopra descritto.
Prima di passare oltre, è bene notare che il germanio, sebbene sia uno degli elementi più frequentemente impiegati, non è il solo ad essere adatto per la fabbricazione di elementi a semiconduttori. Per molte applicazioni, il silicio offre importanti vantaggi: per esempio esso può funzionare a temperature considerevolmente più elevate di quelle a cui può lavorare il germanio. Nelle pagine seguenti limiteremo, tuttavia, le nostre considerazioni ai soli elementi al germanio.

1.3. Il diodo a cristallo

Viene così denominato il diodo costruito con materiali semiconduttori. La sua caratteristica essenziale è quella di possedere una elevata conduttività elettrica nel senso che noi chiameremo **diretto,** ed una molto più bassa conduttività nel senso opposto, che chiameremo **inverso.** Questa accentuata asimmetria della caratteristica tensione-corrente può essere sfruttata per raddrizzare correnti alternate in modo molto simile a quanto si fà con i diodi a vuoto. Esistono diversi tipi di diodi a cristallo, che differiscono tra loro sia nella costruzione che per i metodi seguiti nel processo della loro fabbricazione. Noi sceglieremo, come esempio, il diodo realizzato con una giunzione *p-n* come è schematicamente illustrato nella fig. 1.5a).
Questo tipo di diodo è costituito essenzialmente da un cristallo di germanio formato da due zone rispettivamente di tipo *p* e di tipo *n* accostate tra loro per formare la giunzione *p-n*, come detto sopra. Ciascuna zona *p* ed *n* è collegata ad un elettrodo metallico denominato rispettivamente **anodo** e **catodo.**

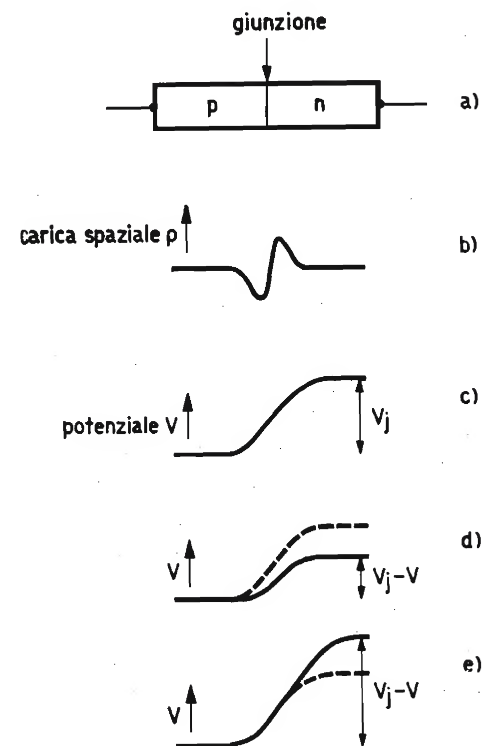


Fig. 1.5 - Diagrammi del funzionamento di un diodo a cristallo.
a) Rappresentazione schematica di un diodo a cristallo.
b) Formazione di una zona di transizione con conseguente gradiente di conduttività.
c) Corrispondente differenza di potenziale (barriera di potenziale) ai capi della zona di transizione.
d) Riduzione della barriera di potenziale con l'applicazione di una tensione (V) in senso diretto.
e) Aumento della barriera di potenziale per l'applicazione di una tensione esterna (V) in senso inverso.

Sebbene, come è già stato detto, ciascuna zona sia di per sè elettricamente neutra, ciò non toglie che ci siano, in realtà, più elettroni mobili che cavità nella zona *n*, e viceversa, più cavità mobili che elettroni nella

zona p. Gli elettroni avranno, perciò, tendenza a diffondersi attraverso la giunzione per passare dalla zona n alla zona p, così come le cavità avranno tendenza a muoversi in senso opposto per passare dalla zona p alla zona n. Queste due correnti, rispettivamente di elettroni e di cavità, sono denominate **correnti di diffusione.** Come conseguenza, si formerà, su ciascun lato della giunzione, uno strato relativamente sottile contenente cariche di segno opposto [vedi fig. 1.5(b)]. La formazione di questo strato è dovuta alla invasione della superficie di contatto della zona n da parte delle cavità provenienti dalla zona p e, simmetricamente, alla invasione della superficie di contatto della zona p da parte degli elettroni provenienti dalla zona n. Da ciascun lato della giunzione si verifica così una reciproca neutralizzazione delle cariche libere, per cui soltanto le cariche interne dei donatori (positive) e degli accettori (negative), entrambi fissi nel reticolo del cristallo, rimangono in prossimità della giunzione rispettivamente dalla parte della zona n e della zona p.

Si comprende così come venga a formarsi ai capi della zona di transizione una differenza di potenziale che viene definita solitamente col termine di **barriera di potenziale.** In altre parole in prossimità della giunzione viene a formarsi un campo elettrico [vedi fig. 1.5(c)]. Il senso di questo campo elettrico è tale da provocare lo spostamento verso la zona p delle cavità positive contenute nella zona n e situate in prossimità della giunzione, e, verso la zona n degli elettroni contenuti nella zona p. Le cariche che prendono parte a questo spostamento sono sia quelle generate nella formazione di coppie (elettrone-cavità), prodotte per agitazione termica, che le cavità e gli elettroni costituenti i cosidetti **portatori di carica minoritari,** rispettivamente nel germanio di tipo n ed in quello di tipo p. Queste cariche, durante il loro movimento casuale all'interno del cristallo, vengono a trovarsi sotto l'influenza del campo elettrico il quale ne provoca il trasferimento da un lato a quello opposto della giunzione p-n. Ne nascono, pertanto, delle correnti elettriche denominate **correnti di campo,** che vengono ad avere senso opposto alle correnti di diffusione.

Per un particolare valore della barriera di potenziale viene raggiunta una condizione di equilibrio cui corrisponde una perfetta compensazione tra le correnti di campo e quelle di diffusione; a questo punto, la corrente totale risultante che attraversa la giunzione risulta pertanto uguale a zero. E' bene notare che le correnti di campo sono correnti di saturazione esse cioè interessano tutti i portatori di carica minoritari disponibili entro il cristallo. Dette correnti sono perciò costanti per un dato valore della temperatura del cristallo.

Immaginiamo adesso di applicare al diodo una tensione in senso diretto,



Apparecchiatura per la purificazione "a zona fissa" del germanio

e cioè, di collegare il polo positivo e quello negativo della sorgente di alimentazione rispettivamente all'anodo (zona *p*) ed al catodo (zona *n*). Come illustrato nella fig. 1.5(d), detta tensione produce una riduzione della barriera di potenziale ed un aumento del numero delle cariche che si spostano per diffusione, per cui si ha una corrente risultante che attraversa la giunzione in senso diretto ed il cui valore cresce all'aumentare della tensione applicata. D'altro canto, se si applica una tensione in senso inverso, e cioè col terminale positivo collegato al catodo e quello negativo all'anodo, si ottiene un aumento della barriera di potenziale col risultato che sia gli elettroni mobili della zona *n* che le cavità mobili della zona *p* vengono respinte lontano dalla giunzione col conseguente aumento dello spessore di quest'ultima. In questo secondo caso, lo spostamento delle cariche per diffusione diminuisce di entità, e la corrente che attraversa la giunzione è soltanto corrente di campo ed è diretta in senso inverso (dalla zona *n* alla zona *p*). Questa corrente inversa è generalmente denominata **corrente di dispersione**. La situazione testè descritta è illustrata nella fig. 1.5(e).

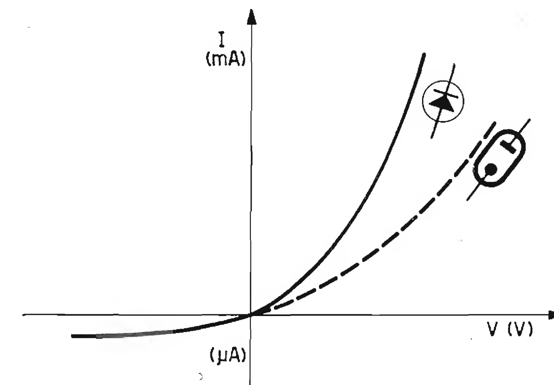


Fig. 1.6 - Confronto tra le caratteristiche di un diodo a cristallo e di un diodo a vuoto. Si noti il diverso valore della scala delle correnti: per correnti dirette (mA) e correnti inverse (μA).

Risulta così, in base a quanto detto sopra, che la caratteristica tensione-corrente è simile a quella dei diodi a vuoto e da quest'ultima si differenzia sia per la maggior conduttività in senso diretto che per la presenza di una corrente inversa (praticamente nulla nei diodi a vuoto). Come si può vedere dalla fig. 1.6, la corrente diretta aumenta più rapi-

damente con l'aumentare della tensione applicata in un diodo a cristallo che in un diodo a vuoto. Inoltre quest'ultima aumenta con la temperatura poichè con essa aumentano le coppie elettrone-cavità che si formano per agitazione termica e quindi anche la corrente di campo.
Se si aumenta la tensione inversa applicata ad una giunzione, possono avere luogo in quest'ultima due distinti fenomeni. In un caso, l'accelerazione degli elettroni può raggiungere un valore tale da provocare la ionizzazione degli atomi e quindi la formazione di altri portatori di carica mobili. Questi, a loro volta, ionizzano altri atomi cosí da provocare un rapido aumento della corrente inversa. Il fenomeno ora descritto viene anche denominato **effetto valanga.**
Si può anche verificare che, ad un determinato valore critico della tensione inversa, denominata **tensione di Zener,** gli elettroni possono superare la tensione di barriera; anche in questo caso, la corrente inversa aumenta rapidamente e la resistenza dinamica inversa si riduce bruscamente a poche decine di ohm; questo fenomeno viene denominato **effetto tunnel.**
In entrambi i casi sopra descritti, fatta eccezione per quei diodi progettati per impieghi particolari e denominati appunto diodi Zener, se l'aumento della corrente inversa è eccessivo la giunzione viene distrutta a causa della disgregazione del reticolo cristallino.
Pertanto, quando si impiegano i diodi a cristallo è molto importante rispettare rigorosamente i limiti massimi della temperatura ambiente, della potenza dissipata e della tensione inversa indicati dal fabbricante.

1.4. Il transistor

Il transistor è un elemento semiconduttore a tre terminali, capace di funzionare come amplificatore, come oscillatore, come interruttore elettronico, ed in generale, in quasi tutti quei circuiti che, prima della sua comparsa, venivano equipaggiati con valvole termoionichc. Esso può, quindi, considerarsi come l'equivalente semiconduttore del triodo a vuoto o di altri tipi di tubi con maggior numero di elettrodi. Come nel caso del diodo a cristallo, adottando diverse tecniche costruttive e seguendo diversi processi di fabbricazione, viene attualmente prodotta una vasta gamma di tipi di transistor adatti per le più diverse applicazioni. Esistono così transistor particolarmente adatti a funzionare alle alte frequenze ed altri capaci di dissipare notevoli potenze, e quindi, adatti ad essere impiegati come amplificatori finali, interruttori di potenza, ecc.
Il principio di funzionamento del transistor può essere facilmente compreso se lo si considera, come d'altra parte è in realtà, formato da due diodi a cristallo aventi una zona in comune. A seconda che questa zona in

comune è costituita di materiale di tipo *n* o di tipo *p*, il transistor viene detto del tipo **p-n-p** o **n-p-n.** I due tipi sono indicati schematicamente nella parte superiore della fig. 1.7; mentre nella parte inferiore sono indicate le barriere di potenziale. Per quanto riguarda la differenza esistente fra i due tipi è sufficiente ricordare che la polarità della barriera di potenziale, il senso di circolazione delle correnti e le tensioni applicate durante il loro funzionamento, sono nel transistor *n-p-n*, di segno opposto rispetto a quelle applicate nel transistor *p-n-p*.

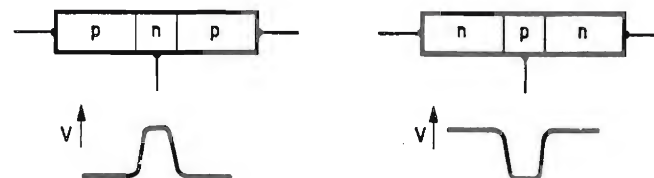


Fig. 1.7 - Rappresentazione schematica di un transistor p-n-p (a sinistra) e di un transistor n-p-n (a destra). Sotto sono indicate le corrispondenti barriere di potenziale.

In condizioni di funzionamento normali, il **diodo base-emettitore** è polarizzato in senso diretto con una tensione di alcuni decimi di volt, e cioè, per un transistor p-n-p, il polo positivo della sorgente di alimentazione è collegato all'emettitore ed il polo negativo alla base. Il **diodo collettore-base** viene invece polarizzato in senso inverso con una tensione generalmente dell'ordine di alcuni volt, e pertanto il collettore viene a trovarsi ad un potenziale negativo rispetto alla base [vedi fig. 1.8 (a)].
Consideriamo ora quanto accade quando il circuito base-collettore è aperto come indicato nella fig. 1.8 (b). Essendo il diodo base-emettitore polarizzato in senso diretto, viene abbassata la barriera di potenziale intrinseca del diodo stesso provocando uno spostamento di cavità positive dell'emettitore verso la base. Inoltre, essendo la concentrazione delle **impurità** più bassa nella base che nell'emettitore, soltanto un trascurabile numero di elettroni attraverserà la giunzione nel senso base-emettitore. Quindi, la corrente totale emettitore-base (I_E) risulta costituita quasi esclusivamente da cavità positive.
Consideriamo adesso la situazione che si viene a creare quando è chiuso il circuito collettore-base ed aperto quello base-emettitore, come illustrato nella fig. 1.8 (c). A causa della polarizzazione inversa la barriera di potenziale intrinseca del diodo collettore-base viene alzata, e perciò, solo una

debole corrente di cavità positive fluirà dalla base al colletore attraversando la giunzione del rispettivo diodo. Una corrente ancora più **debole** di elettroni fluirà dal collettore verso la base.

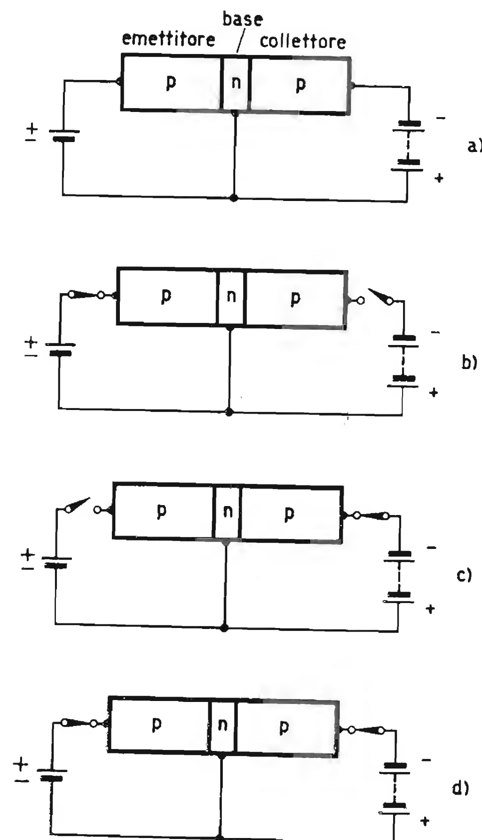


Fig. 18 - Illustrazione schematica del funzionamento del transistor.

Cerchiamo ora di combinare questi due effetti considerando chiusi simultaneamente sia il circuito del diodo emettitore-base che quello del diodo collettore-base [fig. 1.8 (d)]. Essendo la base del transistor costituita da uno strato semiconduttore molto sottile rispetto alla distanza media che può essere percorsa dalle cavità positive provenienti dall'emettitore, la grande

maggioranza di queste ultime raggiungerà la giunzione collettore-base e verrà, di conseguenza, attratta dal potenziale negativo al quale si trova il collettotre stesso. La corrente che dal circuito esterno entra nella base è di piccola intensità poichè essa viene ad essere costituita essenzialmente da quel limitato numero di elettroni richiesti per rimpiazzare quelli che, all'interno della base, si sono ricombinati con le cavità positive.

Si capisce, pertanto, come la corrente di collettore risulti praticamente indipendente dalla tensione inversa applicata al diodo collettore-base. Essa consiste infatti in una debole e pressochè costante corrente di dispersione sommata ad una componente che si può considerare praticamente quasi uguale alla corrente di emettitore. La corrente di collettore, nella configurazione circuitale testè considerata e denominata **con base comune,** può essere espressa come segue:

$$I_C = I_{CBO} + \alpha_{FB} \cdot I_E$$

in cui I_C, I_{CBO} ed I_E rappresentano rispettivamente la corrente di collettore totale, la corrente di dispersione del diodo collettore-base e la corrente di emettitore. Il fattore α_{FB} viene denominato **coefficiente di amplificazione di corrente** del transistor montato con base comune.

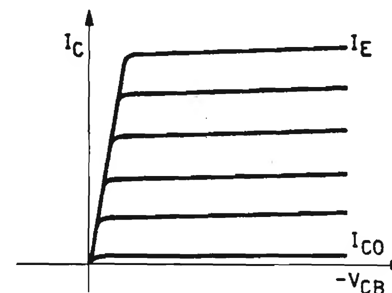


Fig. 1.9 - Andamento generale delle caratteristiche tensione di collettore-corrente di collettore di un transistor montato in base comune, con la corrente di emettitore come parametro.

La famiglia di caratteristiche (tensione di collettore-corrente di collettore) di un transistor montato con base comune è riportata nella fig. 1.9, in essa si può rilevare come queste curve caratteristiche presentano un andamento simile a quello delle curve $I_a = f\ (V_a)$ di un pentodo a vuoto.

Come nel caso del pentodo, la impedenza di uscita del transistor risulta molto elevata. Essendo d'altro canto molto bassa l'impedenza d'ingresso,

il transistor si comporta come un **amplificatore di potenza** (ricordiamo che la corrente d'ingresso in base comune I_E, è pressochè uguale alla corrente di uscita I_c).
Tuttavia, usando particolari configurazioni circuitali che esamineremo nel prossimo capitolo, si può far funzionare il transistor come amplificatore di corrente o di tensione o come una combinazione dei due (cioè, come amplificatore di potenza).
Come è già stato detto all'inizio di questo paragrafo il funzionamento di un transistor *n-p-n* è del tutto simile a quello di un transistor *p-n-p*, solo le tensioni applicate ed il senso delle correnti risultano per i due tipi rispettivamente di polarità e di senso opposto. Tenuto presente ciò è possibile impiegare due tipi diversi di transistor nello stesso circuito. La combinazione di un transistor *n-p-n* ed uno *p-n-p* presenta particolari vantaggi in alcune applicazioni, e particolarmente, nei circuiti dei calcolatori elettronici.

2. Ulteriori considerazioni sulla teoria del transistor

Le spiegazioni contenute nel primo capitolo avranno permesso al lettore di farsi una idea generale di come funziona il transistor. Sarà utile adesso esaminare un poco più da vicino la fisica del transistor allo scopo di stabilire una correlazione tra la struttura e la geometria del transistor (che verranno descritte nel terzo capitolo) e le sue proprietà fisiche, e di rendere maggiormente comprensibili i diversi circuiti equivalenti generalmente impiegati e le curve caratteristiche descritte nel quarto capitolo. A questo scopo, continueremo la nostra analisi facendo riferimento soltanto ai transistor *p-n-p*.

2.1. Livelli delle concentrazioni

Delle tre zone costituenti il transistor (emettitore, base e collettore), l'emettitore ed il collettore contengono una percentuale di atomi accettori più ele-

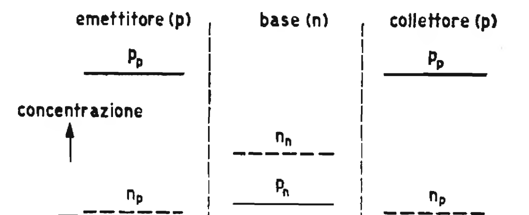


Fig. 2.1 - Diagramma delle concentrazioni dei portatori di carica in un transistor p-n-p. *(Le concentrazioni delle cariche minoritarie —* n_p *per l'emettitore ed il collettore e* p_n *per la base — sono state esagerate per maggior chiarezza).*

vata di quanto non sia la percentuale degli atomi donatori contenuti nella base. Le suddette concentrazioni, sia per le cavità che per gli elettroni mo-

bili di ciascuna zona di un transistor a giunzione per lega, possono essere rappresentate come è stato schematicamente indicato nella fig. 2.1.
Facendo riferimento sulla suddetta figura è bene tener presente che, come indicato nella didascalia, i rapporti tra le concentrazioni delle cariche maggioritarie e quelle delle cariche minoritarie sono, in realtà, molto più elevati (dell'ordine di 10^5) di quanto si potrebbe dedurre dai diversi livelli di concentrazione così come sono stati disegnati. Inoltre, poichè il prodotto delle concentrazioni delle cariche maggioritarie e quello delle cariche minoritarie è uguale per ciascuna zona e costante per una data temperatura (per esempio, $p_n \cdot n_n = p_p \cdot n_p$), ed essendo la base meno attivata dell'emettitore, la concentrazione delle cariche minoritarie (cavità) nella base risulta più elevata di quella delle cariche corrispondenti (elettroni) nell'emettitore e nel collettore.

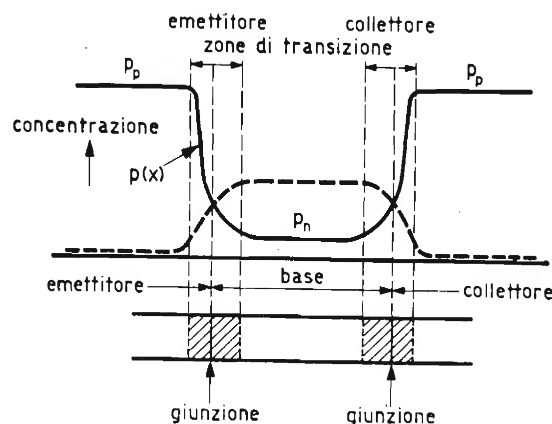


Fig. 2.2 - Diagramma delle concentrazioni delle cariche in un transistor non polarizzato.

In prossimità delle giunzioni, le cariche maggioritarie sono distribuite secondo un diagramma di concentrazione che tende a raccordare i livelli esistenti nelle due zone adiacenti.
Il **gradiente di concentrazione** che viene così a formarsi provoca uno spostamento delle cariche delle zone ad alto livello di concentrazione verso quelle a livello di concentrazione minore. Ciò vale, naturalmente, sia per le cariche p_p, che dal collettore e dall'emettitore tendono a muoversi verso la base, che per le cariche n_n, che dalla base tendono a muoversi verso il collettore e l'emettitore. Il flusso delle suddette cariche dà origine alle cosidette **correnti di diffusione.** I diagrammi delle concentrazioni delle cariche di un transistor non polarizzato si possono cosí rappresentare come illustrato nella fig. 2.2.

A causa della reciproca neutralizzazione delle cariche di segno opposto lungo la superficie di contatto di due diverse zone, si viene a formare, da ciascun lato della giunzione uno strato, denominato **zona di transizione,** che comprende le cariche fisse dei donatori (della zona n) e degli accettori (della zona p). Dalla parte della zona p, le cariche sono negative, e positive invece quelle giacenti dalla parte della zona n. Il conseguente campo elettrico che viene a formarsi in corrispondenza di ciascuna giunzione agisce in senso tale da ostacolare lo spostamento per diffusione di ulteriori cariche maggioritarie e da favorire invece quello delle cariche minoritarie in senso opposto a quello delle prime. In tal modo, alle correnti di diffusione vengono ad opporsi le correnti di campo che, nelle condizioni di equilibrio, avranno la loro stessa intensità e segno contrario.
La corrente di diffusione delle cavità è proporzionale al gradiente di concentrazione $dp(x)/dx$ esistente nella zona di transizione [con $p(x) = f(x)$ si è indicata la concentrazione delle cariche positive espressa in funzione della distanza x computata su un asse ortogonale al piano della giunzione]. D'altro canto, la corrente di campo delle cavità positive è proporzionale sia alla intensità di campo $F(x)$ che alla loro concentrazione $p(x)$.
Quanto detto sopra vale ovviamente anche per le correnti di elettroni le quali, tuttavia, a causa delle diverse concentrazioni, sono di intensità molto minore.
A causa della più bassa concentrazione delle impurità esistenti nella base rispetto al collettore ed all'emettitore, le zone di transizione costituenti le giunzioni si estendono con una maggiore profondità nella base che nell'emettitore e nel collettore. Infatti, a parità di carica spaziale, la profondità per la quale si estendono le zone di transizione verso il lato p e verso il lato n risulterà inversamente proporzionale al numero degli atomi di impurità per unità di volume (rispettivamente accettori per la zona p e donatori per la zona n) esistenti nelle due zone.
In base all'equazione di Poisson:

$$[d^2V(x)/dx^2] + (1/\varepsilon)\cdot\rho(x) = 0$$

che lega la distribuzione della carica spaziale all'andamento della tensione, si deduce che, su ciascun lato della giunzione, esiste un gradiente di potenziale. Le figg. 2.3 (a) e (b) mostrano l'andamento della carica spaziale, ρ, dell'intensità di campo F e del potenziale V nelle zone di transizione della giunzione per due diversi livelli delle concentrazioni degli accettori e dei

donatori. In entrambi i casi, il materiale di tipo n è molto meno attivato del materiale di tipo p. Più esattamente, per tutte e due le figure la concentrazione delle cariche maggioritarie nel materiale di tipo n (elettroni) è stata assunta di valore metà di quella delle cariche maggioritarie esistenti nel materiale di tipo p (cavità). Quanto sopra è stato rappresentato

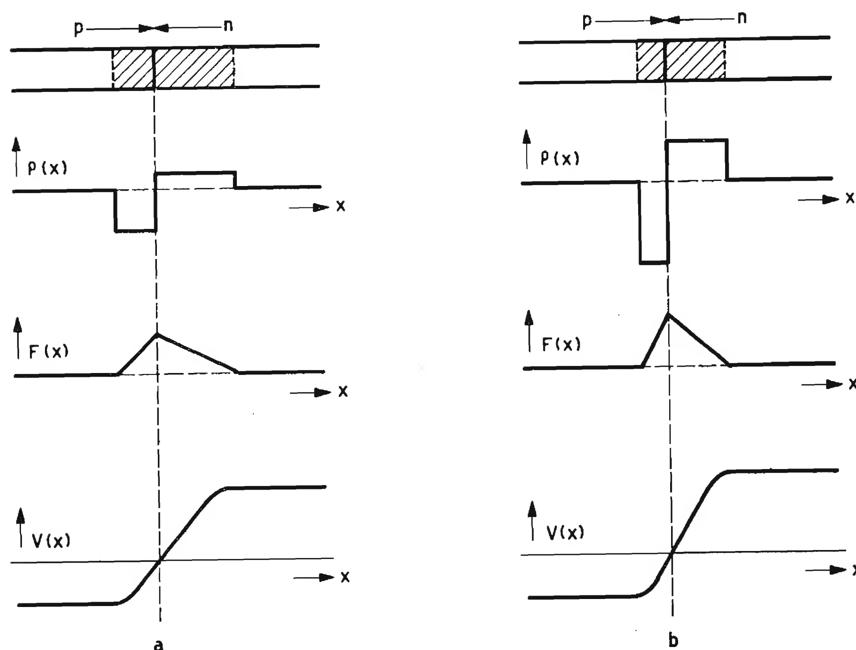


Fig. 2.3 - Carica spaziale (ρ), *intensità di campo* (F) *e potenziale* (V) *nell'interno di una giunzione* p-n *per due diverse concentrazioni degli atomi accettori e donatori. Nella fig. (a) le concentrazioni sono la metà di quelle della fig. (b), ma in entrambi i casi le cariche maggioritarie (elettroni) distribuite nel materiale* n *hanno una concentrazione metà di quella delle cariche maggioritarie (cavità) distribuite nel materiale* p.

nelle figure disegnando la linea che rappresenta la carica spaziale nel materiale di tipo n ad una distanza che è metà (rispetto alla linea dello zero) di quella della linea analoga che rappresenta la carica spaziale nel materiale di tipo p. E' bene notare tuttavia che in realtà, per un transistor a giunzione, il rapporto tra le concentrazioni della zona p e quelle della zona n, è dell'ordine di 10^3.

La carica spaziale totale, essendo uguale, per il modo stesso con cui si forma la giunzione ai due lati della giunzione, la zona di transizione si estenderà [vedi sempre le figg. 2.3 (a) e (b)] verso il materiale n per una profondità doppia di quella che avrà la zona di transizione verso il materiale di tipo p. Con i rapporti di concentrazioni sopra indicati, si verifica pertanto che, in un transistor reale, la zona di transizione si estende praticamente tutta nella zona n, vale a dire nella base (ricordiamo che ci si riferisce sempre ad un transistor p-n-p). L'andamento della intensità di campo F viene ottenuto per integrazione della funzione $\rho(x)$ lungo l'asse ortogonale al piano della giunzione. Il potenziale V si ottiene, a sua volta, per integrazione della funzione $F(x)$ lungo lo stesso asse.
Avendo scelto, nell'esempio della fig. 2.3 (b), una concentrazione di accettori e di donatori doppia di quella della fig. 2.3 (a), le distanze delle linee che indicano il livello della carica spaziale in (b) risultano, pertanto, doppie di quelle della fig. 2.3 (a). Quindi, sia il fenomeno della diffusione [proporzionale al gradiente $dp(x)/dx$] che quello dovuto al campo elettrico [proporzionale al prodotto $p(x) \cdot F(x)$] risultano entrambi di intensità maggiore nel caso (b) che nel caso (a); e nelle condizioni di equilibrio, la zona di transizione nel caso (b) risulta più stretta che nel caso (a). Si può dimostrare che, per un rapporto 2:1 tra le concentrazioni, lo spessore della zona di transizione si riduce del fattore $1/\sqrt{2}$ circa, come indicato nella fig. 2.3.
La carica spaziale complessiva, l'intensità di campo e la barriera di potenziale risultano leggermente più alti nel caso (b).
Con i valori che vengono generalmente usati per le concentrazioni delle impurità nei transistor reali, la barriera di potenziale risulta dell'ordine di alcuni decimi di volt.
Quando si applica una tensione ai capi di una giunzione p-n, praticamente l'intera differenza di potenziale si localizza sui due lati della zona di transizione; infatti, possedendo la massa del cristallo un eccesso di cariche mobili, la resistenza delle due zone p ed n è molto bassa. Se la polarità della tensione applicata è tale da aumentare la barriera di potenziale già esistente, ulteriori cariche minoritarie vengono allontanate dalla zona di transizione fino a che la maggior carica spaziale (la cui comparsa si accompagna all'allargarsi della zona di transizione), è sufficiente a mantenere l'aumentata differenza di potenziale. Si dice, in questo caso, che la giunzione è polarizzata in senso inverso: è, in tali condizioni, che normalmente lavora la giunzione collettore-base di un transistor.
Se, d'altro canto, la tensione esterna ha polarità tale da abbassare la barriera interna, lo spessore della zona di transizione diminuisce. Si parla allora di polarizzazione in senso diretto, la stessa che viene generalmente applicata al diodo base-emettitore di un transistor.

I gradienti di tensione e la distribuzione della carica spaziale per una giunzione non polarizzata, per una polarizzata in senso inverso ed una in senso diretto sono rappresentati nell'ordine in fig. 2.4.

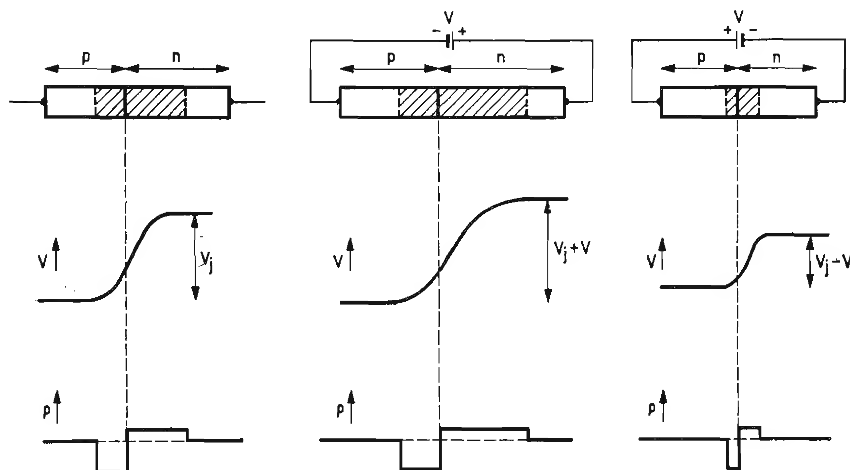


Fig. 2.4 - Confronto tra lo spessore della zona di transizione, la differenza di potenziale e la distribuzione della carica spaziale in una giunzione p-n: *a) non polarizzata, b) polarizzata in senso inverso e c) polarizzata in senso diretto.*

Nella fig. 2.5 è rappresentato schematicamente un transistor *p-n-p* con la giunzione emettitore-base polarizzata in senso diretto e quella collettore base polarizzata in senso inverso (come accade nella grande maggioranza delle applicazioni).
Si può osservare che la zona di transizione della giunzione base-emettitore è molto stretta; infatti, è sufficiente una limitata carica spaziale per sostenere la debole barriera di potenziale esistente nella giunzione. Il fenomeno di diffusione prevarrà, pertanto, su quello di campo ed una grande quantità di cariche positive (cavità) vengono iniettate nella base. La concentrazione delle cavità nella base si alza al di sopra del valore di equilibrio di una entità che dipende dalla tensione applicata esternamente sulla giunzione. La zona di transizione del collettore ha invece una certa larghezza (che dipende dalla tensione inversa applicata sulla giunzione), e si estende, a causa della minor attivazione della base, quasi interamente nella zona della base stessa. In questa giunzione predomina decisamente l'effetto di campo, cosicchè tutte le cavità mobili che vengono a trovarsi nella zona

di transizione hanno tendenza a muoversi rapidamente verso il collettore. La zona di transizione del collettore viene spesso anche denominata **zona di svuotamento** in quanto tale zona del cristallo viene continuamente

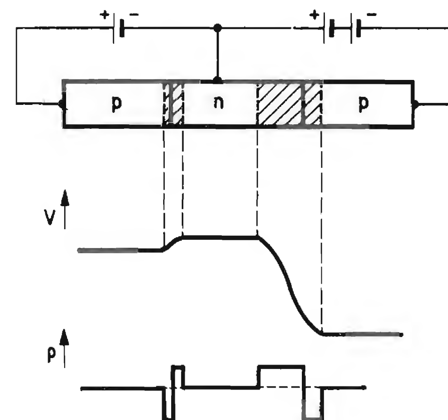


Fig. 2.5 - Zone di transizione, distribuzione del potenziale e della carica spaziale in un transistor p-n-p *polarizzato nel senso convenzionale.*

svuotata delle cavità positive che arrivano ad essa attraversando la base. Il diagramma della concentrazione delle cavità nella base in un transistor a giunzione, polarizzato come indicato nelle fig. 2.5, è riprodotto nella fig. 2.6.
Sebbene, come indicato in figura, la concentrazione delle cavità aumenti rispetto alle condizioni di equilibrio, esse restano tuttavia in minoranza e la loro carica viene quasi totalmente neutralizzata dagli elettroni (costituenti le cariche maggioritarie). Si può dimostrare che, fintanto che il livello della concentrazione delle cavità resta molto al di sotto di quello degli elettroni, la corrente di base è essenzialmente dovuta al fenomeno di diffusione. Pertanto, in un transistor a giunzione per lega, per correnti di emettitore di limitata intensità, il campo elettrico nella base è praticamente nullo. Le cavità iniettate dall'emettitore diffondono attraverso la base e vengono attratte verso il collettore dal campo elettrico esistente nella zona di transizione. La densità di corrente è costante in ogni sezione della base ma la velocità delle cavità aumenta via via che esse si avvicinano al collettore.

Come già abbiamo avuto occasione di vedere, la corrente di diffusione risulta proporzionale al gradiente di concentrazione. La corrente delle cavità di emettitore iniettate nella base è pertanto proporzionale alla pen-

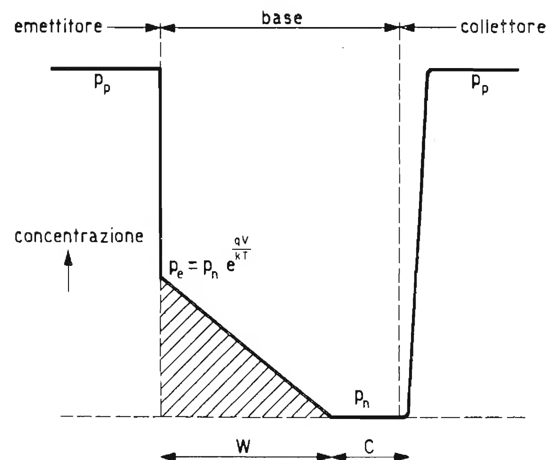


Fig. 2.6 - Diagramma della concentrazione delle cavità positive in un transistor p-n-p *polarizzato in senso normale.*
W = *larghezza effettiva della base*
C = *zona di svuotamento del collettore*

denza dell'ipotenusa del **triangolo di diffusione,** come appunto viene denominata la parte tratteggiata della fig. 2.6. Se la tensione di emettitore viene aumentata, la concentrazione delle cavità in prossimità della giunzione dell'emettitore aumenta esponenzialmente; ne segue un aumento della pendenza dell'ipotenusa e quindi della corrente di diffusione.
Se si aumenta la tensione sul collettore, la zona di transizione si allarga; tale fenomeno è conosciuto come **effetto di Early.** La zona di svuotamento viene così ad estendersi ulteriormente nella base provocando una diminuzione della sua larghezza effettiva e quindi un aumento della pendenza del triangolo di diffusione. Ciò significa che il gradiente di concentrazione delle cavità aumenta e con esso aumenta il numero delle cavità iniettate dall'emettitore.
Perchè le cavità possano essere attratte dal campo elettrico esistente sul collettore, esse devono diffondere attraverso la base fino a raggiungere la soglia della zona di svuotamento. Dopodichè esse sotto l'azione del campo

elettrico, vengono accelerate e spinte verso il collettore. Appare ora chiaro come la base effettiva del transistor abbia uno spessore inferiore a quello della lamina di cristallo con cui viene fabbricata. La differenza tra le dimensioni fisiche della base e la larghezza della zona di transizione viene denominata **larghezza di base effettiva** e indicata col simbolo W (vedi fig. 2.6).

2.2. Comportamento elettrico del transistor

Sulla base delle spiegazioni precedentemente date, possiamo procedere ad un preliminare esame del comportamento elettrico del transistor.

2.1.2. Ingresso

La relazione che lega la corrente e la tensione di emettitore permette di definire una resistenza differenziale d'ingresso del transistor:

$$r_e = kT/qI_E$$

in cui:

k è la costante di Boltzman,
T è la temperatura assoluta,
q è la carica dell'elettrone,
I_E è la corrente di emettitore.

Alla temperatura ambiente (per esempio per $T = 273 + 20$°K) r_e risulta circa pari a $25/I_E$ (ohm) quando I_E è espressa in milliampere.
Se viene variato il numero di cariche iniettate nell'unità di tempo, vale a dire la corrente di emettitore, la concentrazione delle cavità nella base, dal lato dell'emettitore, subisce una variazione. Tale variazione di carica, conseguente alla variazione della tensione applicata, produce lo stesso effetto di una capacità posta in parallelo alla resistenza d'ingresso del transistor. Si può dimostrare che detta capacità è proporzionale al prodotto $W^2 \cdot I_E$, essendo W lo spessore effettivo della base del transistor. Risulta pertanto che l'impedenza d'ingresso è una quantità complessa dipendente dalla frequenza.
La frequenza di taglio (f_{co}) di un transistor è definita come la frequenza del segnale per la quale la parte immaginaria della impedenza d'ingresso diventa uguale a quella reale, vale a dire quando $1/\omega_{co}C_e = r_e$, da cui deriva:

$$f_{co} = \omega_{co}/2\pi = 1/2\pi C_e r_e,$$

la quale, per quanto detto a proposito di C_e, risulta inversamente proporzionale al quadrato dello spessore della base. Pertanto, se si vuole ottenere una buona risposta in frequenza si dovrà tenere lo spessore della base il più piccolo possibile.

2.2.2. *Transconduttanza diretta*

Prendiamo in esame ora la relazione esistente tra la corrente di collettore e di emettitore:

$$I_C = \alpha_{FB} \cdot I_E + I_{CBO}$$

nella quale:

α_{FB} è il guadagno di corrente con base comune (leggermente inferiore all'unità a causa della parziale ricombinazione delle cariche nella base).
I_{CBO} è la corrente di dispersione che scorre nella giunzione base-collettore nel montaggio con base comune quando il circuito dell'emettitore è interrotto.

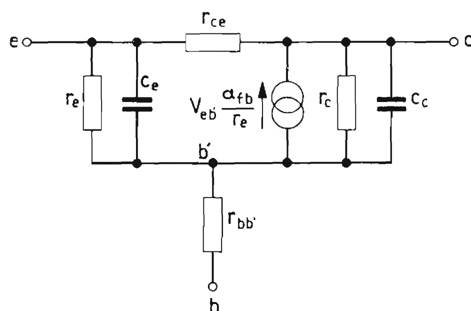
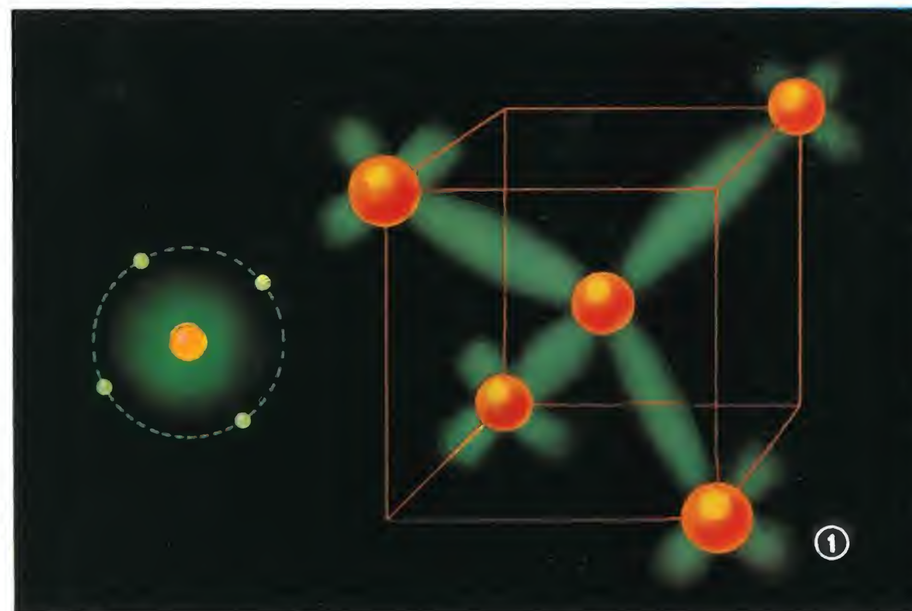


Fig. 2.7 - Circuito equivalente di un transistor a giunzione per lega del tipo p-n-p, *montato con base comune.*

Passando dalle grandezze continue a quelle differenziali, cioè considerando il transistor come amplificatore di segnali alternativi, la relazione precedente diventa:

$$i_c = \alpha_{fb} \cdot i_e = V_{eb}' \cdot (\alpha_{fb}/r_e)$$

valida, con riferimento alla fig. 2.7, quando $1/\omega C_e >> r_e$.
In base a quanto detto sopra si vede che, in prima approssimazione, la transconduttanza diretta intrinseca (i_{out}/V_{in}) è data da α_{fb}/r_e. Nel circuito equivalente si tiene conto di essa disponendo un generatore di corrente,



L'ATOMO DEL GERMANIO E DEL SILICIO

L'atomo di ogni elemento è formato da un nucleo centrale dove si trovano cariche elettriche positive (protoni) e neutre (neutroni) e da un certo numero di cariche elettriche negative (elettroni) che ruotano intorno al nucleo su orbite circolari ed ellittiche. Gli elettroni sono disposti intorno al nucleo in uno o più strati.
Ogni strato può contenere solamente un dato numero di elettroni: vale a dire è caratterizzato da un numero massimo di elettroni. Uno strato contenente il suo numero massimo di elettroni viene definito « saturo ». Lo strato più esterno in cui gli elettroni non sono legati strettamente al nucleo è chiamato « banda di valenza ».
Il silicio ed il germanio, gli elementi con cui si realizzano i diodi a cristallo ed i transistor, possiedono, nella loro banda di valenza, 4 elettroni detti *elettroni di valenza*. La figura a sinistra mostra gli elettroni di valenza e la loro orbita tratteggiata, mentre gli strati più interni (saturi) sono simbolizzati dall'alone verde attorno al nucleo (giallo).
Sia l'atomo di silicio che quello di germanio tendono a legarsi con quattro elettroni addizionali. In tal modo si stabilisce con una configurazione simile a quella di un gas raro, caratterizzata da una particolare stabilità. Il cristallo di silicio, infatti, ha una struttura simile a quella dell'argon inerte ed il germanio simile a quella del kripton.
Nel cristallo di silicio o di germanio gli atomi sono disposti ordinatamente in un *reticolo cristallino*, a distanze regolari l'uno dall'altro in modo tale che ogni atomo riesce a vincolare a sè 4 elettroni addizionali. *Ogni* atomo può essere considerato come posto al centro di un cubo immaginario di cui 4 degli 8 spigoli sono occupati dagli atomi più vicini a quello centrale (figura di destra in cui le sfere color arancione rappresentano i nuclei atomici). Un elettrone di valenza dell'atomo centrale non ruota solamente attorno al « suo » nucleo: l'orbita include anche uno degli atomi vicini. Similmente l'atomo vicino possiede un elettrone di valenza in comune con quello centrale. Poichè quest'ultimo è circondato da 4 atomi vi sono 4 × 2 = 8 elettroni in orbita attorno all'atomo centrale. Il legame tra due atomi è perciò rappresentato da due elettroni di valenza comuni. Questi *legami covalenti* sono rappresentati in figura con raggi verdi che si dipartono dal nucleo.

di intensità pari a $v_{eb}'(\alpha_{fb}/r_e)$, in parallelo ai terminali di uscita (nel nostro caso: il contatto di base interno b' ed il collettore c).

2.2.3. Circuito equivalente in uscita

A causa dell'effetto Early, vale a dire l'aumento dello spessore della zona di transizione (o di svuotamento) conseguente all'aumento della tensione di collettore, la corrente di collettore non è indipendente, come ci si potrebbe aspettare, dalla tensione applicata $—V_{cb}$ ma aumenta leggermente all'aumentare di essa. Infatti quando la tensione di collettore aumenta, e con essa lo spessore della zona di transizione (vedi C nella fig. 2.6), e la tensione di emettitore è mantenuta costante, il gradiente di diffusione delle cavità nella base aumenta. Ne segue che aumenta la corrente di emettitore e, di conseguenza, anche la corrente di collettore. Inoltre, come si è già detto, cambia anche il numero delle cariche contenute nella base cosicchè, analogamente a quanto si verifica per la impedenza di ingresso, la impedenza di uscita si può considerare equivalente ad una resistenza r_c ed una capacità C_c disposte in parallelo.

2.2.4. Reazione della tensione d'uscita sull'ingresso

Se si mantiene costante la corrente di emettitore aumentando la tensione di collettore, la tensione di emettitore diminuisce. Infatti, a parità di corrente di emettitore, la pendenza dell'ipotenusa del triangolo di diffusione deve rimanere costante e pertanto, diminuendo lo spessore della base, deve diminuire anche la concentrazione delle cavità positive in corrispondenza della giunzione base-emettitore (vedi fig. 2.6); ne segue che deve allora diminuire la tensione ai capi della giunzione dell'emettitore. Possiamo, pertanto, concludere che ad una variazione delle condizioni in uscita corrisponde una variazione delle condizioni all'ingresso. Per tener conto di un tale fenomeno nel circuito equivalente, si dovrà disporre una resistenza r_{ce} o, alle frequenze elevate, una reattanza tra il collettore e l'emettitore.

Se, inoltre, si tiene conto della resistenza tra una delle giunzioni ed il terminale di collegamento della base (cioè, della resistenza del materiale di base) e si denomina tale resistenza con r_{bb}', il circuito equivalente completo del transistor diventa quello rappresentato nella fig. 2.7.

Dalle considerazioni fisiche di cui sopra si deduce che anche il guadagno di corrente α_{fb}, che esprime il rapporto tra la corrente di collettore e quella di emettitore, non resta costante ma dipende da alcuni fattori, come vedremo qui di seguito. Di questa dipendenza parleremo anche nel capitolo 4, al paragrafo che tratta delle curve caratteristiche.

La differenza tra la corrente di emettitore e quella di collettore costituisce la corrente di base, che consiste in un flusso di elettroni forniti ad essa attraverso il terminale di base. Detti elettroni comprendono: (1) quelli che passano dalla base all'emettitore, (2) quelli che neutralizzano le cavità positive per fenomeni superficiali, (3) quelli, infine, che neutralizzano parte delle cavità esistenti nella base. Agli elettroni di tipo (1) è legato il rendimento dell'emettitore, definito come il rapporto tra **corrente di emettitore di cavità** e la **corrente totale di emettitore**. Tale rendimento è in primo luogo, determinato dalle concentrazioni delle impurità attivanti esistenti sia nell'emettitore che nella base; esso aumenta all'aumentare del rapporto tra queste due concentrazioni. Inoltre, il rendimento di emettitore varia, e più precisamente decresce, all'aumentare del numero delle cariche iniettate nella base nell'unità di tempo; vale a dire quindi che α_{fb} diminuisce all'aumentare della corrente di emettitore.
I fenomeni di ricombinazione superficiale si riducono al minimo pulendo accuratamente, mediante attacco chimico, la superficie esterna del transistor, poichè le imperfezioni o le contaminazioni del cristallo agiscono da centri di ricombinazione. L'influenza della ricombinazione superficiale decresce all'aumentare della densità di corrente, cui corrisponde pertanto un aumento del guadagno α_{fb}. Il numero delle cariche positive neutralizzate nell'unità di tempo entro il materiale della base è proporzionale all'area del triangolo di diffusione rappresentato nella fig. 2.6. Quando si aumenta la tensione di collettore l'area del suddetto triangolo diminuisce e con essa diminuiscono le cavità contenute nella base. Pertanto il guadagno di corrente aumenterà quando si aumenta la tensione di collettore.
Dei fenomeni sopra descritti e della presenza della resistenza interna $r_{bb'}$ si dovra tener conto nella interpretazione delle caratteristiche del transistor.

3. Fabbricazione del transistor

Nei precedenti capitoli abbiamo spiegato il funzionamento del transistor ed illustrato come le sue proprietà elettriche siano legate alla struttura fisica delle tre parti fondamentali che lo compongono. Sarà pertanto interessante vedere ora come queste parti vengono preparate ed unite tra loro per ottenere il funzionamento che abbiamo descritto. Negli anni scorsi sono state sviluppate diverse tecniche di fabbricazione dei transistor ed ancora oggi continua sia il processo di affinamento delle tecnologie ideate nel passato che la ricerca di altre completamente nuove.
La spinta principale a questa continua evoluzione è costituita dalla necessità di poter disporre di transistor capaci di lavorare, con buone prestazioni, a frequenze elevate e con livelli di potenza possibilmente sempre più alti. Oltre a ciò, altri importanti fattori quali la sicurezza di funzionamento, la riproducibilità, le sempre più ridotte dimensioni (microminiaturizzazione), la possibilità di fabbricazione in grande serie, contribuiscono a stimolare la ricerca di nuovi e sempre migliori procedimenti di fabbricazione.
Nei paragrafi che seguono descriveremo alcune delle principali tecniche attualmente usate, rilevando per ciascuna di esse le particolari proprietà fisiche che i transistor vengono ad acquisire a seguito della loro applicazione.

3.1. Il materiale

Il punto di partenza della fabbricazione dei transistor è costituito da una sottile lamina di materiale semiconduttore. Essa viene ricavata da una barra monocristallina e pertanto viene ad avere i propri atomi disposti in maniera ordinata secondo la configurazione propria del reticolo cristallino del materiale di cui è composta (cubico, esagonale, ecc.). Una porzione di reticolo cubico a corpo centrato è per esempio illustrata nella fig. 3.1. In una struttura monocristallina gli atomi infatti risultano disposti rego-

larmente in tutto il blocco del materiale, secondo la geometria del reticolo. Un cristallo naturale è invece costituito da un insieme disordinato di piccoli cristalli orientati, uno rispetto all'altro, in modo casuale. Come abbiamo visto nel capitolo precedente, il materiale di tipo P o di tipo N si ottiene sostituendo nel reticolo alcuni atomi del materiale base con atomi accettori o donatori.
Partendo dalla lamina di cristallo, si deve successivamente produrre la formazione della giunzione base-emettitore e base-collettore. Generalmente la lamina costituisce la base od il collettore del transistor; in qualche caso essa viene usata essenzialmente come supporto sul quale viene formato il transistor stesso.

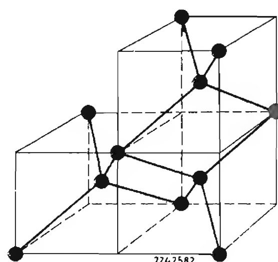


Fig. 3.1 - Configurazione geometrica del reticolo cristallino del germanio o del silicio. In un monocristallo tale struttura si estende in modo uniforme in tutto il materiale.

I materiali semiconduttori che più frequentemente vengono impiegati nella fabbricazione dei transistor sono il germanio ed il silicio entrambi appartenenti al IV gruppo del sistema periodico. Essi sono reperibili in natura sotto forma di composti chimici o come minerale greggio. La separazione dagli altri componenti o dal materiale comunque estraneo viene dapprima fatta mediante procedimenti chimici. Il materiale base raggiunge così un grado di purezza dell'ordine delle frazioni del percento. Poichè esso non è tuttavia ancora sufficientemente puro per poter fabbricare i transistor, che richiedono una percentuale di impurezze non superiore ad una parte su 10^7, il materiale viene ulteriormente purificato usando particolari procedimenti, per esempio quello denominato di raffinazione per zone di fusione.
Esso consiste nel far scorrere lentamente una barra di germanio o di silicio entro un tubo attorno al quale sono disposte delle spire di rame in cui circola corrente a radio frequenza. L'apparecchiatura impiegata per questo processo di raffinazione è illustrata nella fig. 3.2.

Mentre la barretta di germanio si muove lungo il tubo, la zona di essa che si trova in corrispondenza delle spire viene percorsa dalle correnti indotte e portata cosi al punto di fusione. Il movimento della barretta fa si che le zone fuse si spostino lungo di essa trascinando con sè le impurezze ancora contenute nel materiale. Infatti la solubilità delle impurezze è più elevata nei liquidi che nei solidi. Pertanto, la ricristallizzazione delle zone fuse dopo che esse hanno attraversato le spire di riscaldamento, è seguita da un aumento di impurezze nelle suddette zone ed una conseguente maggior purezza della parte solida. Facendo passare ripetutamente la barretta entro il tubo, l'azione depuratrice dovuta allo scorrimento delle zone fuse si compie per un numero di volte pari al numero delle spire di riscaldamento moltiplicato per il numero dei passaggi. Il sistema ora descritto permette di raggiungere il grado di purezza richiesto cui abbiamo in precedenza fatto cenno ($1:10^7$).
Il materiale puro si deve ora convertire nel tipo P o nel tipo N. Ciò si ottiene portando nuovamente il metallo a fusione ed aggiungendo ad esso, nella desiderata proporzione, rispettivamente il materiale accettore o donatore. Come abbiamo già visto, la lamina di cristallo dalla quale si parte per costruire il transistor può costituire la base o il collettore od eventualmente il solo supporto sul quale il transistor viene formato. Ciò dipenderà dal tipo di transistor che deve essere costruito e, in ciascuno dei casi sopradetti, sarà richiesto un diverso grado di concentrazione di donatori o accettori a seconda che si costruisca un transistor *p-n-p* o *n-p-n*. In ogni caso, si comprende pertanto quanto debba essere accurata l'operazione dell'aggiunta delle impurezze (doping) per garantire la concentrazione richiesta e la loro uniforme distribuzione in tutto il cristallo.
Il passo successivo è la formazione del monocristallo. Uno dei metodi usati è quello cosidetto « per crescita ». Esso consiste nell'immergere un piccolo cristallo, preparato preventivamente, in una massa di metallo puro fuso. Il cristallo originario, mentre viene lentamente sollevato verso l'alto, agisce da seme attorno al quale solidifica, conservando la stessa struttura cristallina, il metallo del bagno. Ne risulta così una barretta di metallo monocristallina, di tipo *p* o di tipo *n* a seconda delle impurezze addizionate.
Il cristallo così formato viene successivamente ridotto in sottili lamine che a loro volta possono essere ulteriormente suddivise in pezzetti di opportune dimensioni. A questo punto occorre dire che le tecniche di produzione dei transistor si dividono essenzialmente in due: con una il transistor viene prodotto partendo da una singola lamina di cristallo già ridotta alle dimensioni richieste, con l'altra i transistor vengono fabbricati contemporaneamente in un certo numero su un'unica lamina di dimensioni maggiori, e successivamente separati uno dall'altro prima di montarli nel rispettivo contenitore.

Le lamine, dopo che sono state tagliate secondo le dimensioni richieste, vengono levigate e ridotte con procedimenti chimici, allo spessore desiderato. Con ciò si concludono le operazioni di preparazione del materiale.

3.2. Tecniche di produzione

Esistono diversi metodi per produrre una giunzione P-N in un cristallo di semiconduttore. Il più ovvio è probabilmente quello di cambiare la composizione del metallo fuso, a partire da un certo punto in poi, durante la formazione per crescita di una barra monocristallina. Supposto infatti che in un primo tempo il materiale contenga degli accettori, se a un certo punto della formazione del cristallo la concentrazione degli accettori viene sovracompensata aggiungendo al metallo fuso una opportuna quantità di materiale donatore, il cristallo che si solidifica sarà, a partire da questo momento, di tipo *n* e pertanto avremo così ottenuto una giunzione *p-n*. Una e più giunzioni possono essere successivamente prodotte col metodo sopradescritto. Tagliando e sezionando il monocristallo in modo opportuno, si ottengono in tal modo dei transistor a giunzione per crescita. Per una produzione di serie, il metodo sopradescritto si rivela inadatto poichè non è possibile controllare il procedimento di fabbricazione con la precisione richiesta. Altri procedimenti vengono pertanto seguiti; tra essi in particolare trovano largo impiego quello di formazione delle giunzioni « per lega » e « per diffusione ».

3.2.1. Giunzioni per lega

Nella fig. 3.3 è disegnata la sezione, ortogonale al piano di base, di un transistor a giunzione per lega. La lamina di cristallo, che nell'illustrazione è germanio di tipo *n*, viene preparata col metodo prima descritto e costituisce la regione della base. Le regioni di emettitore e di collettore vengono formate appoggiando due minuscole palline di materiale accettore (generalmente indio) su ciascuna faccia della lamina e riscaldando l'insieme fino a raggiungere la temperatura di fusione dell'indio. Da ciascun lato del materiale di base si forma così una lega di indio e germanio. Durante il successivo raffreddamento i due metalli tendono nuovamente a separarsi. Una piccola quantità di atomi di indio resta tuttavia nel germanio di tipo *n* e dà luogo pertanto alla formazione delle due giunzioni. Controllando accuratamente l'andamento della temperatura nel tempo, si fa in modo che soltanto una parte molto sottile di germanio *n* non venga raggiunta dagli atomi di indio. Quando le tre parti: base, collettore ed emettitore sono riunite come abbiamo detto, l'insieme viene saldato su un

supporto di metallo e, dopo essere stato accuratamente pulito, inserito nel rispettivo contenitore che sarà poi chiuso ermeticamente.
La tecnica di fabbricazione testè descritta si riferisce in modo particolare ai transistor a giunzione per lega di piccola potenza. I transistor della stessa categoria, ma adatti per funzionare con ampi livelli di segnale, vengono fabbricati con un metodo simile a quello ora descritto ma aumentando le dimensioni delle diverse parti per consentire una maggior dissipazione di potenza. Il flusso verso l'esterno del calore internamente prodotto viene facilitato montando il collettore, di forma circolare, su un supporto di rame che fa corpo unico con l'involucro.

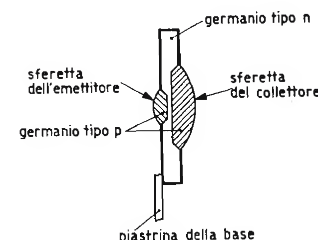


Fig. 3.3 - Rappresentazione in sezione di un transistor a giunzione per lega e diffusione.

La tipica struttura di un transistor di potenza a giunzione per lega è illustrata nella fig. 3.4, in cui si vede tra l'altro che gli elettrodi per i collegamenti sono soltanto due, il terzo essendo costituito dall'involucro stesso. Quando le giunzioni base-collettore e base-emettitore vengono formate col procedimento che abbiamo descritto il passaggio dal materiale di tipo *p* a quello di tipo *n* avviene, internamente al cristallo, senza gradualità. La base viene pertanto ad essere costituita da un sottile strato di germanio *n* che conserva le caratteristiche del cristallo col quale era stato fabbricato. Il comportamento del transistor alle alte frequenze può essere tuttavia migliorato se si crea nella base un campo elettrico che agisca da acceleratore per le cariche minoritarie che la attraversano.
Nel transistor a giunzione per lega le prestazioni alle alte frequenze sono legate ad alcuni parametri che dipendono dalle proprietà e dalla struttura fisica del transistor stesso. Questi parametri sono infatti: la capacità di emettitore C_e, la capacità di collettore C_c e la resistenza di base r_{bb}. La risposta del transistor alle alte frequenze sarà tanto migliore quanto più piccoli saranno i parametri sopra menzionati. Le capacità possono

essere diminuite riducendo le superfici delle giunzioni, diminuendo lo spessore della base ed aumentando la resistività del cristallo. Per quanto riguarda i primi due fattori, si comprende facilmente come, con la tecnica della giunzione per lega, esista un limite inferiore alle dimensioni minime che si possono raggiungere.

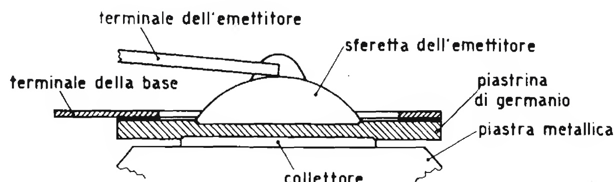


Fig. 3.4 - Rappresentazione in sezione di un transistor di potenza, del tipo a giunzione per lega e diffusione.

La resistenza di base dipende sia dalla distanza tra il contatto di base e le giunzioni sia dalla concentrazione delle impurezze (donatori o accettori) nel cristallo di base. Se quest'ultima viene aumentata, la zona di transizione nelle giunzioni diminuisce di spessore (v. fig. 2.3) e di conseguenza aumenta, a pari tensione applicata, il campo elettrico all'interno della giunzione stessa. La tensione di rottura della giunzione risulta pertanto diminuita. Inoltre le capacità sopra menzionate aumentano all'aumentare della concentrazione degli additivi (che riducono la resistività del cristallo), e ciò è in contrasto con i requisiti prima esposti.
Tutte queste considerazioni hanno condotto a un diverso metodo di fabbricazione, particolarmente adatto per migliorare le prestazioni dei transistor alle alte frequenze. Con questo metodo le giunzioni vengono formate sfruttando contemporaneamente il procedimento prima descritto e la diffusione degli atomi delle impurezze alle alte temperature.

3.2.2. Giunzioni per lega e diffusione

Il fenomeno della diffusione può aver luogo sia allo stato di vapore che allo stato solido. Con i materiali e le temperature usate nella fabbricazione dei transistor detto fenomeno avviene molto lentamente; durante questa fase gli atomi dei donatori o degli accettori penetrano nel cristallo solido e vi sostituiscono gli atomi originali che, a causa dell'alta temperatura, aumentano i loro moti di agitazione termica e tendono a svincolarsi dalle forze che li uniscono tra loro. Nella fig. 3.5 è riportato il diagramma della concentrazione di atomi donatori penetrati per diffusione in un cristallo tipo *p*. Si rileva anzitutto che la suddetta concentrazione non è costante ma decresce via via che si procede verso l'interno del cristallo, fino ad eguagliare la concentrazione degli accettori. Il punto dove ciò si verifica (indicato con una freccia nella figura) delimita la profondità di diffusione. Si comprende quindi come con tale processo si possa controllare più accuratamente la posizione della giunzione dosando opportunamente la concentrazione degli atomi che devono diffondersi e regolando sia la temperatura che il tempo per cui tale diffusione deve aver luogo.

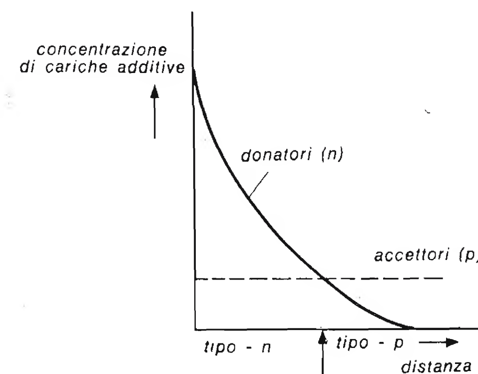


Fig. 3.5 - Andamento della concentrazione delle impurezze penetrate nel cristallo per diffusione.

Nella fig. 3.6 sono illustrate alcune fasi della fabbricazione dei transistor a giunzione per lega e diffusione. La lamina di cristallo, che costituisce adesso la regione di collettore, è nuovamente il punto di partenza per la formazione delle giunzioni. Su tutta la sua superficie, costituita da germanio di tipo *p*, vengono fatti diffondere degli atomi di donatori. Il metallo che li produce viene portato allo stato di vapore per facilitare la formazione di uno strato superficiale di germanio di tipo *n* (pre-diffusione). Successivamente, sullo strato *n* così formato, vengono appoggiate due sferette di materiale inerte e poste ad una ben determinata distanza tra loro. In una delle sferette sono tuttavia presenti degli atomi di donatori e nell'altra atomi di entrambi i tipi di impurezze. Durante il processo di fusione che provoca la formazione della lega, il materiale delle sferette

penetra nello strato pre-diffuso di germanio *n*. Sfruttando ora la minor velocità di diffusione degli atomi accettori rispetto ai donatori, si riesce, in una successiva fase di riscaldamento, a formare un sottile strato di materiale *n* al di sotto delle sferette. Gli accettori, contenuti soltanto nel materiale di una delle sferette, penetrano per una profondità molto

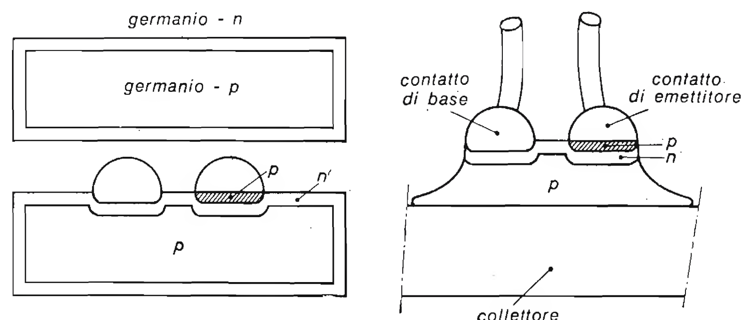


Fig. 3.6 Transistor di tipo p-n-p a giunzione per lega e diffusione nelle tre fasi successive della sua fabbricazione.

minore e vengono in tal modo a formare la regione di emettitore, costituita da materiale di tipo *p*. Il sottile strato di materiale di tipo *n* che viene a trovarsi tra l'emettitore e il cristallo originale di tipo *p* viene così a costituire la base del transistor. Lo strato pre-diffuso di tipo *n* collega, con un percorso a bassa resistenza ohmmica, la suddetta base col rispettivo terminale di collegamento. Dopo la formazione delle giunzioni, lo strato pre-diffuso *n* viene asportato, mediante attacco chimico, da tutta la superficie della lamina originale fatta eccezione per la zona compresa tra le due sferette e quella posta direttamente al di sotto di esse.
Col procedimento sopra descritto si ottengono i seguenti vantaggi. La regione di base, costituita dallo strato *n* diffuso, ha, pur essendo sottile, una resistenza ohmica di valore relativamente basso. Essa contiene inoltre un campo elettrico, acceleratore delle cariche minoritarie, dovuto alla non uniforme distribuzione degli atomi donatori, caratteristica peculiare di ogni processo di diffusione. Lo spessore ridotto della base e le piccole dimensioni delle due sferette permettono inoltre di ridurre notevolmente la capacità di emettitore. La capacità di collettore, costituito in questo caso dalla lamina di germanio *p*, può essere mantenuta piccola scegliendo un materiale di alta resistività. Inoltre, asportando la maggior quantità possibile dello strato pre-diffuso (che forma col cristallo originale la giunzione del collettore) si può ridurre al minimo la capacità di collettore.

Il transistor viene così ad assumere una particolare struttura detta « mesa » (vedi fig. 3.6).
Essa può anche ottenersi fabbricando i transistor seguendo tecniche di fabbricazione che adottano procedimenti diversi da quello di lega e diffusione che abbiamo descritto. Per esempio, transistor di tipo mesa ven-

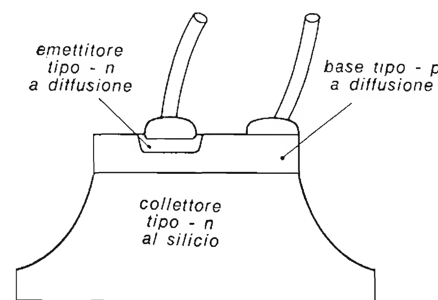


Fig. 3.7 - Rappresentazione in sezione di un transistor n-p-n di tipo mesa a giunzione per doppia diffusione.

gono generalmente fabbricati col procedimento cosidetto di doppia diffusione. Partendo da un cristallo di tipo *n*, che costituisce la regione di collettore di un transistor *n-p-n*, viene prodotto per diffusione di atomi accettori uno strato di tipo *p*; in una porzione ridotta di esso la concentrazione degli accettori viene successivamente sovracompensata facendo diffondere in essa degli atomi donatori. La piccola zona di tipo *n* forma pertanto l'emettitore del transistor. I contatti di base e di emettitore vengono formati facendo condensare sotto forma di piccole striscioline dei vapori di materiale adatto sulle rispettive regioni. Asportando, mediante attacco chimico, la parte di materiale in eccesso si ottiene la struttura illustrata nella fig. 3.7.
Nel paragrafo che segue descriveremo una tecnica di fabbricazione che consente di ottenere un ulteriore miglioramento delle caratteristiche elettriche del transistor.

3.2.3. Transistor epitassiale

I più recenti sviluppi delle tecniche di fabbricazione si sono avuti in conseguenza della necessità di ridurre il più possibile la resistenza ohmica della regione di collettore. Ad essa è infatti principalmente dovuta la caduta di tensione ai capi del transistor quando è in saturazione.

La riduzione della resistenza di collettore, e quindi della tensione di saturazione (v. fig. 4.16), oltre a ridurre la potenza dissipata in dette condizioni di funzionamento rappresenta un notevole vantaggio quando si impiega il transistor nei circuiti di commutazione. Si è tuttavia già detto che per ridurre la capacità di collettore è necessario impiegare una lamina di cristallo ad alta resistività. Queste due condizioni sono pertanto contrastanti. Per superare tale difficoltà una nuova tecnica, detta epitassiale è stata recentemente introdotta per formare la regione di collettore.
Questo processo di fabbricazione parte da una lamina di cristallo (germanio o silicio) a forte concentrazione di additivi e quindi a bassa resistività. Su di essa vengono fatti condensare dei vapori dello stesso elemento contenenti le stesse impurezze della lamina ma a bassa concentrazione. Sulla lamina originale, che costituisce il supporto vero e proprio, del transistor, si forma così uno strato cristallino (detto epitassiale) a basso tenore di impurezze e quindi adatto per costituire la giunzione di collettore a bassa capacità. D'altro canto la resistenza della zona compresa tra la giunzione di collettore ed il rispettivo contatto metallico risulterà a bassa resistenza a causa della forte concentrazione delle impurezze nella lamina di cristallo originale.

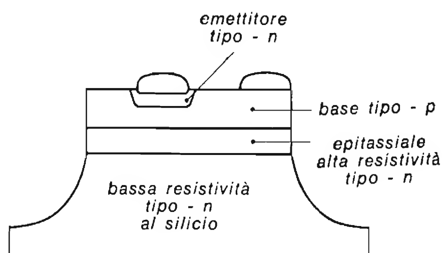


Fig. 3.8 - Rappresentazione in sezione di un transistor n-p-n di tipo mesa a struttura epitassiale.

Le regioni di base e di emettitore di un transistor epitassiale possono essere fabbricate sia con il procedimento della doppia fusione (v. fig. 3.8) che con quello della lega e diffusione precedentemente descritti. Esiste inoltre la possibilità di formare, per crescita epitassiale, oltre che la regione di collettore anche quella di base e di emettitore.
Un altro metodo di fabbricazione consente infine di ottenere la cosidetta struttura « planare », termine legato, come nel caso delle strutture « mesa », essenzialmente alla configurazione geometrica del transistor piuttosto che alle sue proprietà elettriche. Questo nuovo procedimento è stato sviluppato col principale intento di proteggere la giunzione del transistor da eventuali contaminazioni dovute ad agenti esterni. Esso consente nello stesso tempo di ridurre le correnti di dispersione delle giunzioni e di mantenere un guadagno di corrente ancora elevato anche ai bassi livelli di corrente. Per ottenere quanto è detto sopra, oltre che pulire accuratamente il transistor finito prima di chiuderlo nel suo involucro, si fa in modo che i punti critici delle giunzioni non vengano mai in contatto, durante la fabbricazione, con l'ambiente esterno. A questo scopo la superficie del cristallo viene, prima di formare la giunzione, ricoperta con uno strato di ossido. Successivamente viene aperta in questo strato protettivo una piccola finestra attraverso la quale viene formata per diffusione la giunzione collettore-base. Come è illustrato nella fig. 3.9 il contorno della giunzione resta al di sotto dello strato di ossido e quindi protetto contro possibili contaminazione superficiali. Durante il processo di diffusione viene depositato un secondo strato di ossido che richiude l'apertura ricavata precedentemente. Successivamente, con un procedimento analogo a quello già descritto, si forma la giunzione base-emettitore attraverso

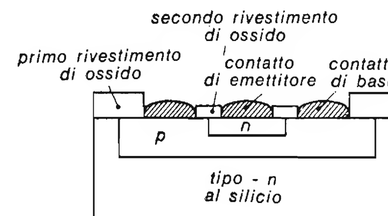


Fig. 3.9 - Rappresentazione in sezione di un transistor n-p-n a struttura planare.

una finestra aperta nel secondo strato di protezione. In tal modo anche il contorno della giunzione base-emettitore risulta coperto dall'ossido depositato durante la formazione della prima giunzione. Infine vengono saldati i terminali e, dopo una accurata pulitura chimica e successiva lavatura, il transistor viene chiuso ermeticamente nel suo contenitore.
Il transistor a struttura planare può essere fabbricato anche partendo da uno strato epitassiale precedentemente depositato su un supporto. Ne risulta così una struttura planare-epitassiale che presenta i vantaggi di entrambi i procedimenti.

Le lamine di cristallo dalle quali si parte per la fabbricazione di tutti i transistor hanno uno spessore dell'ordine dei decimi di millimetro. Gli strati, di tipo *p* od *n*, formati con i procedimenti che abbiamo prima descritto, hanno uno spessore, variabile da poche unità ad alcune decine di micron, a seconda del tipo prodotto, per il quale le tolleranze ammesse sono estremamente ridotte.
Questa breve rassegna dei diversi metodi di fabbricazione attualmente esistenti, lascia facilmente immaginare l'enorme quantità dei mezzi che sono stati impiegati per giungere a fabbricare il transistor con le caratteristiche che oggi possiede. Si comprende inoltre come la molteplicità dei trattamenti cui viene sottoposto e la cura e la precisione in essi applicate costituiscano la garanzia di un elevato grado di stabilità nel tempo delle eccellenti caratteristiche elettriche che le nuove tecniche di fabbricazione permettono di ottenere.

4. Caratteristiche del transistor

In questo capitolo tenteremo di illustrare in forma semplice e piana come le proprietà elettriche del transistor siano in stretta relazione e dipendenza dalle condizioni in cui esso viene utilizzato.
Le configurazione circuitali in cui il transistor può essere fatto funzionare sono tre e vengono comunemente denominate: con emettitore comune (o a massa), con base comune e con collettore comune, dipendentemente dall'elettrodo (rispettivamente l'emettitore, la base o il collettore) che viene a far parte contemporaneamente del circuito d'ingresso e di uscita.

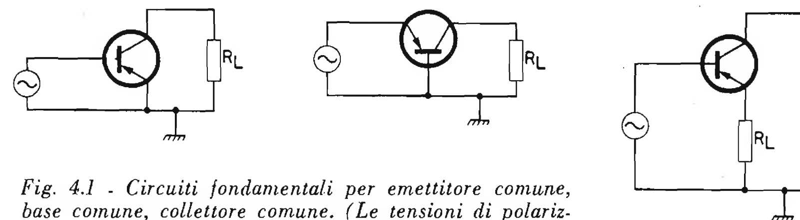


Fig. 4.1 - Circuiti fondamentali per emettitore comune, base comune, collettore comune. (Le tensioni di polarizzazione sono omesse per chiarezza).

EMETTITORE COMUNE	*BASE COMUNE*	*COLLETTORE COMUNE*
Bassa impedenza d'ingresso *Alta impedenza d'uscita* *Alto guadagno sia di corrente che di tensione* *Alto guadagno di potenza.*	*Impedenza d'ingresso molto bassa* *Impedenza di uscita molto alta* *Guadagno di corrente circa unitario* *Guadagno di tensione molto alto* *Guadagno di potenza medio.*	*Impedenza d'ingresso molto alta* *Impedenza di uscita molto bassa* *Guadagno di corrente alto* *Guadagno di tensione unitario* *Guadagno di potenza basso.*

I tre circuiti fondamentali sono illustrati in fig. 4.1, nella quale per maggior chiarezza sono state omesse sia le tensioni di alimentazione che i componenti relativi alle reti di polarizzazione. Come è indicato nella dida-

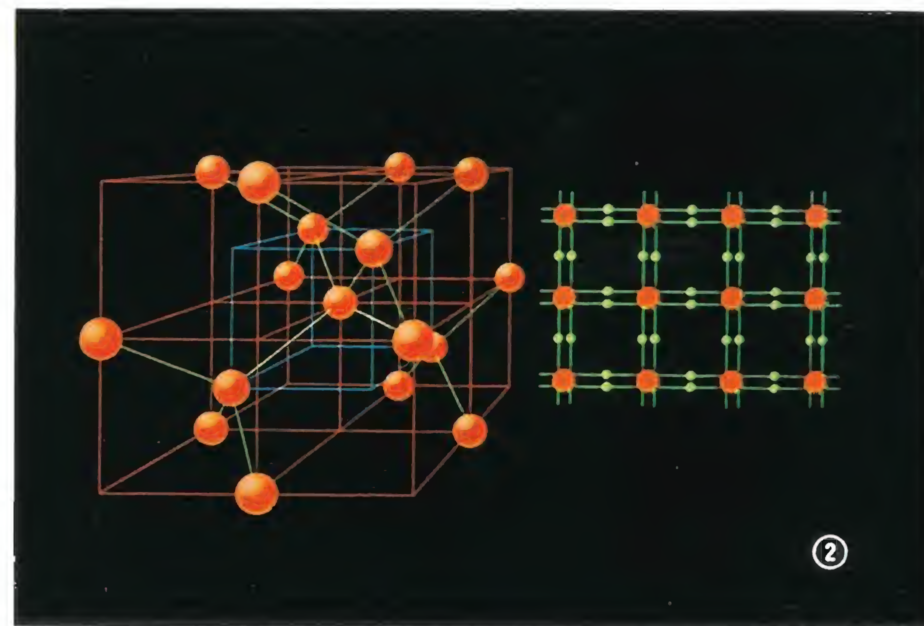
scalia della figura, a ciascuna configurazione circuitale sono strettamente legati il guadagno e le impedenze di ingresso e di uscita del transistor. Nelle applicazioni a bassa frequenza, il circuito più usato è quello con emettitore comune, in quanto esso è l'unico che consente di ottenere un guadagno buono sia in tensione che in corrente, e quindi un guadagno in potenza che è il maggiore fra quelli conseguibili nei tre tipi di montaggio. Il circuito con base comune, che ha un guadagno inferiore viene a volte usato con vantaggio nelle applicazioni per alta frequenza. Il circuito con collettore comune viene essenzialmente usato come trasformatore d'impedenza e, più raramente, in alcuni stadi di uscita.

4.1. Circuiti equivalenti

Il funzionamento del transistor come amplificatore di piccoli segnali può essere studiato applicando la teoria dei quadripoli ad uno dei diversi circuiti equivalenti che sono stati ideati in funzione del particolare tipo di applicazione cui il transistor può essere destinato. Descriveremo qui di seguito alcuni di questi circuiti.

4.1.1. Il circuito a π

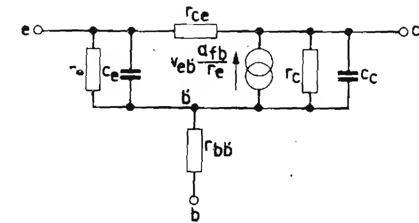
Questa particolare rappresentazione del transistor si presta in modo particolare per studiarne il comportamento negli amplificatori a larga banda in quanto i diversi parametri del circuito si possono considerare per un largo intervallo di frequenza indipendenti da quest'ultima. Il circuito equivalente a π del transistor montato con base comune è già stato ricavato, in base alle caratteristiche fisiche del transistor, nel corso del secondo capitolo ed illustrato nella fig. 2.7 che ora riprendiamo nuovamente in fig. 4.2a.
Il circuito equivalente al montaggio con emettitore comune si può dedurre dalla stessa figura 4.2a mediante le successive trasformazioni illustrate nelle varie figure che seguono, e cioè dalla fig. 4.2b alla 4.2e.
L'impedenza d'ingresso, come abbiamo già visto, è costituita da una resistenza e da un condensatore in parallelo. Il suo valore diminuisce pertanto all'aumentare della frequenza e quindi con tensione d'ingresso costante, si ha un aumento della corrente di base entrante, mentre rimane invariata la corrente in uscita. Il guadagno di corrente diminuisce quindi all'aumentare della frequenza del segnale. In relazione a questo fenomeno si definisce frequenza di taglio quella frequenza a cui il guadagno di corrente (α_{fb} e α_{fe}, rispettivamente per il montaggio con base e con emettitore comune) diminuisce di 3 dB, e cioè si è attenuato del rapporto $1/\sqrt{2}$ rispetto al



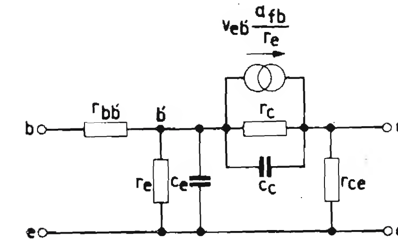
IL RETICOLO DEL DIAMANTE

Un solo cristallo di germanio contiene bilioni di atomi. La figura a sinistra indica come ogni atomo possa essere considerato contemporaneamente sia al centro che allo spigolo di un cubo del modello rappresentante il reticolo di diamante. L'atomo al centro del cubo blù, ad esempio, è anche all'angolo del sistema dei cubi rossi. Moltiplicando numerose volte tale struttura otteniamo il reticolo completo del cristallo. Il modello di reticolo qui riportato si riferisce evidentemente al *diamante* essendo la disposizione degli atomi di questa sostanza simile a quella degli atomi del carbonio. L'atomo di carbonio è caratterizzato anch'esso da 4 elettroni di valenza e quando riesce a legarsi con 4 elettroni adiacenti si stabilisce la stessa stabile configurazione del gas raro neon. È possibile rappresentare la disposizione degli atomi del cristallo di germanio con un modello bidimensionale (figura a destra in cui le sfere arancioni rappresentano i nuclei con i loro strati più interni). Ogni atomo è circondato da 4 atomi adiacenti mentre i legami covalenti sono rappresentati dalle due linee verdi ognuna delle quali raffigura l'orbita di un elettrone di valenza (sfera verde). La figura mostra chiaramente come ogni atomo sia associato ad 8 elettroni di valenza. In seguito faremo sempre riferimento al cristallo di germanio ma le nostre considerazioni sono valide anche per il silicio, salvo talune differenze che saranno di volta in volta messe in evidenza.

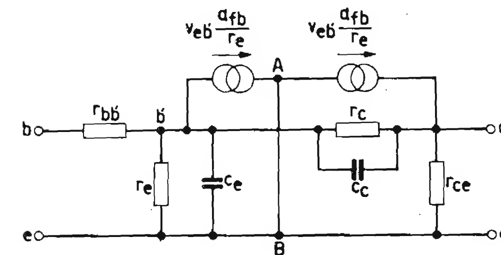
(a) Base comune.



(b) Circuito ridisegnato per la configurazione ad emettitore comune.



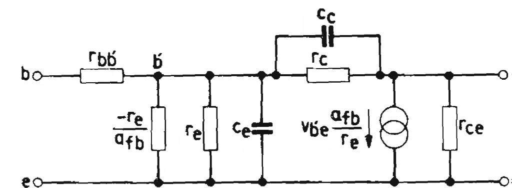
(c) Due sorgenti di corrente in serie danno la stessa corrente di una sorgente sola. Il punto A può quindi essere connesso al punto B, poichè in AB non scorrerà corrente.



(d) La sorgente di corrente di sinistra

$$V_{eb}\,\frac{\alpha_{fb}}{r_e} = -V_{be}\,\frac{\alpha_{fb}}{r_e}$$

può essere sostituita dalla resistenza $-r_e/\alpha_{fb}$ connessa tra b' ed e.



(e) Emettitore comune. r_e in parallelo con $-r_e/\alpha_{fb}$ fornisce $r_e/(1-\alpha_{fb}) = (1+\alpha_{fe})r_e$.

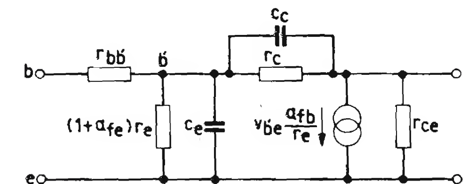


Fig. 4.2 - Derivazione del circuito a π per la configurazione ad emettitore comune dal circuito a base comune.

valore assunto alle frequenze molto basse. La frequenza di taglio viene generalmente indicata col simbolo f_{ab} o f_{ae} a seconda del tipo di montaggio a cui si riferisce.
Come appare illustrato nella fig. 4.2e, la resistenza di ingresso nel montaggio con emettitore comune è data da $(1 + \alpha_{fe})r_e$ e pertanto la corrispondente frequenza di taglio f_{ae}, che è inversamente proporzionale al prodotto della resistenza e della capacità d'ingresso, risulta diminuita rispetto a f_{ab} nel rapporto $(1 + \alpha_{fe})$, cioè:

$$f_{ab} = (1 + \alpha_{fe})f_{ae}$$

4.1.2. Il circuito a T

Il circuito equivalente a *T* può essere derivato da quello a π omettendo le capacità, il che è ammissibile per segnali a bassa frequenza. Il circuito equivalente a *T* (vedi figura 4.5) è quindi valido solo per le applicazioni in bassa frequenza. Questo circuito può anche essere derivato rappresentando il transistor come l'insieme di due diodi, come si è già fatto nel capitolo 1, considerando cioè il diodo base-emettitore polarizzato in senso diretto ed il diodo base-collettore polarizzato in senso inverso. Il processo di diffusione per cui la corrente di « buchi » dall'emettitore raggiunge

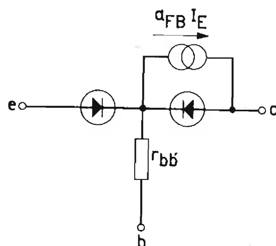


Fig. 4.3 - Rappresentazione del transistor come l'insieme di due diodi, di un generatore di corrente e di una resistenza.

il collettore, è rappresentato da un generatore di corrente $(\alpha_{FB}I_E)$ connesso ai capi del diodo base-collettore, e la resistenza interna del materiale costituente la base dalla resistenza r_{bb}. Questo circuito a due diodi è rappresentato in figura 4.3.
Se ora, oltre alle tensioni continue di polarizzazione si applica all'ingresso un segnale alternato, è evidente dalla caratteristica del diodo riprodotta in

figura 4.4 che per piccoli segnali ciascun diodo può essere sostituito dalla resistenza differenziale corrispondente al suo punto di lavoro determinato dalla polarizzazione applicata. Si ottiene così la forma semplice del circuito a *T* di figura 4.5. Il generatore di corrente $\alpha_{fb}\, i_e$ in parallelo con la resistenza r_c può essere sostituito da un generatore di tensione in serie con r_c. Se questa tensione si esprime in funzione della corrente d'ingresso,

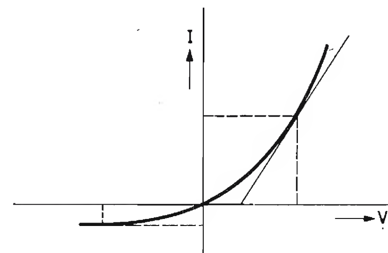


Fig. 4.4 - Caratteristica del diodo, che mostra i punti di lavoro per polarizzazione diretta ed inversa.

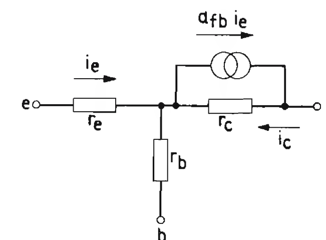


Fig. 4.5 - Circuito a T, in cui i due diodi sono rimpiazzati dalle resistenze differenziali.

cioè $i_e \cdot r_m$ per la configurazione ad emettitore comune oppure $i_b \cdot r_m$ per la configurazione a base comune, i circuiti equivalenti per le due configurazioni saranno quelli rappresentati nelle figure 4.6 e 4.7.
Qui r_b, r_e ed r_c sono le resistenze interne equivalenti rispettivamente della base, dell'emettitore e del collettore, ed r_m è la resistenza di trasferimento, uguale numericamente ad $\alpha_{fb}\, r_c$. I valori di tutte queste resistenze sono costanti per un dato punto di lavoro, cioè per date condizioni di polarizzazione.

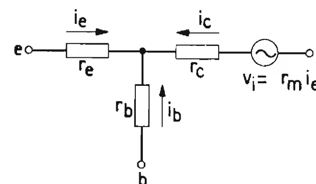


Fig. 4.6 - Circuito equivalente a T per un transistor nella configurazione a base comune.

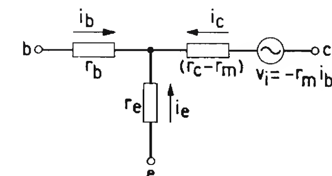


Fig. 4.7 - Circuito equivalente a T per un transistor nella configurazione ad emettitore comune.

Nella configurazione a base comune, il guadagno di corrente è:

$$\alpha_{fb} = \frac{-i_c}{i_e} = \frac{r_m + r_b}{r_c + r_b}$$

ovvero, poichè r_b è molto piccola rispetto ad r_m ed r_c,

$$\alpha_{fb} = \frac{r_m}{r_c}$$

Analogamente, nella configurazione ad emettitore comune, il guadagno di corrente è:

$$\alpha_{fe} = \frac{i_c}{i_b} = \frac{r_m - r_e}{r_c - r_m + r_e}$$

ovvero, poichè r_e è piccola rispetto ad r_m o $(r_c - r_m)$

$$\alpha_{fe} \cong \frac{r_m}{r_e - r_m}$$

4.2. Parametri

Le proprietà elettriche dei transistor possono anche essere rappresentate sotto forma di quantità numeriche, dette parametri, le quali indicano le relazioni esistenti tra le tensioni e le correnti all'ingresso ed all'uscita. Verranno ora descritti alcuni dei sistemi di parametri più usati.

4.2.1. Parametri Y

Il sistema dei parametri Y è basato sul fatto che nei circuiti a corrente alternata la relazione tra corrente e tensione è $i = v/Z$, dove Z è l'impedenza, oppure $i = vY$ dove Y l'ammettenza. Come dice il loro nome, i parametri Y sono quindi una serie di coefficienti che rappresentano delle ammettenze in certe determinate condizioni. In una rete a tre terminali, come quella di figura 4.8, ciascuna delle tre correnti: i_1, i_2 e i_3 è una funzione di tutte e tre le tensioni v_1, v_2, v_3, essendo la correlazione tra di loro lineare, almeno in prima approssimazione, cosicchè in ciascun caso i

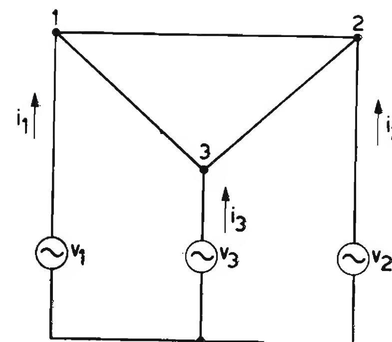


Fig. 4.8 - Rappresentazione schematica di una rete a tre terminali.

coefficienti sono ammettenze. Queste ammettenze possono essere indicate da simboli della forma Y_{ab}, in cui a si riferisce alla corrente e b alla tensione considerata. Nella rete di figura 4.8, le tre correnti saranno:

$$i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2 + Y_{13}v_3$$
$$i_2 = Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2 + Y_{23}v_3$$
$$i_3 = Y_{31}v_1 + Y_{32}v_2 + Y_{33}v_3$$

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} \begin{matrix} = \\ = \\ = \end{matrix} \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix}$$

La parentesi che contiene i terminali Y è denominata matrice dei coefficienti. E' chiaro allora che la risposta elettrica del sistema è determinata dalla matrice dei coefficienti, poichè queste ammettenze sono proprietà del sistema. E' per questo che esse sono chiamate parametri.
Se si considera ora un transistor come un elemento a tre terminali, si vede che ciascuna delle configurazioni del circuito (emettitore comune, base comune o collettore comune) corrisponde alla messa a massa di uno degli elettrodi *1*, *2* o *3* dell'elemento, rendendo così uguale a zero la tensione corrispondente, v_1, v_2 o v_3. Per esempio, se l'elettrodo *1* rappresenta l'emettitore, il *2* il collettore ed il *3* la base, v_1 è zero nella configurazione ad emettitore comune, v_2 è zero nella configurazione a collettore comune, e v_3 è zero nella configurazione a base comune.

I valori delle correnti nei due rimanenti elettrodi sono le seguenti nei tre casi:

emett. comune	*base comune*	*coll. comune*
$i_2 = Y_{22}v_2 + Y_{23}v_3$	$i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{12}v_2$	$i_1 = Y_{11}v_1 + Y_{13}v_3$
$i_3 = Y_{32}v_2 + Y_{33}v_3$	$i_2 = Y_{21}v_1 + Y_{22}v_2$	$i_3 = Y_{31}v_1 + Y_{33}v_3$

La matrice dei coefficienti per il circuito fondamentale a tre terminali e per le tre configurazioni circuitali del transistor è la seguente:

circ. fond. *em. com.* *b. com.* *coll. com.*

$$\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & Y_{22} & Y_{23} \\ \cdot & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdot \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} Y_{11} & \cdot & Y_{13} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ Y_{31} & \cdot & Y_{33} \end{pmatrix}$$

Si vede quindi che per ciascuna delle configurazioni del circuito si può usare una differente combinazione dei parametri, la cui correlazione si può trovare da un ulteriore esame della matrice dei coefficienti Y per il circuito fondamentale a tre terminali. Applicando la legge di Kirchoff ($i_1 + i_2 + i_3 = 0$), risulta che la somma di ciascuna delle colonne verticali della matrice è zero, indipendentemente dai valori delle tensioni relative, cioè:

$$\left.\begin{aligned} Y_{11} + Y_{21} + Y_{31} = 0 \\ Y_{12} + Y_{22} + Y_{32} = 0 \\ Y_{13} + Y_{23} + Y_{33} = 0 \end{aligned}\right\} \text{I}^a \text{ regola}$$

Inoltre poichè le tensioni sono tutte riferite ad uno stesso livello, non specificato, i valori delle correnti alternate i_1, i_2 ed i_3 non varieranno se questo livello cresce, cioè se ciascuna delle tensioni v_1, v_2 e v_3 cresce della stessa quantità. Da questo segue che la somma delle righe orizzontali della matrice è zero, cioè:

$$\left.\begin{aligned} Y_{11} + Y_{12} + Y_{13} = 0 \\ Y_{21} + Y_{22} + Y_{23} = 0 \\ Y_{31} + Y_{32} + Y_{33} = 0 \end{aligned}\right\} \text{II}^a \text{ regola}$$

Da queste due regole segue che se si conoscono quattro dei coefficienti, si possono calcolare i rimanenti.
Per esempio se si conoscono i coefficienti per la configurazione ad emettitore comune, la matrice per il circuito a tre terminali può essere completata, cosicchè si vengono a conoscere i coefficienti per le rimanenti configurazioni.

Bisogna notare che la scelta fatta prima, per cui l'elettrodo *1* è l'emettitore, il *2* la base e il *3* il collettore, è del tutto arbitraria. Se la base fosse chiamata *1*, il collettore *2* e l'emettitore *3*, la matrice per la configurazione con emettitore a massa sarebbe: $\begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix}$

Si usa generalmente indicare col numero *3* l'elettrodo che è a massa, ed aggiungere a ciascun parametro un altro indice che denomina l'elettrodo a massa, per esempio Y_{11e}, Y_{11b}, Y_{11c}, Y_{12e}, e così via. Così quando si conoscono i parametri Y_{11e}, Y_{12e}, Y_{21e}, Y_{22e}, relativi alla configurazione con emettitore comune (che sono identici a quelli che abbiamo chiamato Y_{22}, Y_{23}, Y_{32}, Y_{33} secondo la scelta fatta prima per gli elettrodi), si possono calcolare, mediante le regole I^a e II^a, i parametri per la configurazione con base comune, che saranno:

$$\begin{aligned} Y_{22b} &= Y_{22} = Y_{11e} \\ Y_{21b} &= -(Y_{22} + Y_{23}) = -(Y_{11e} + Y_{12e}) \\ Y_{12b} &= -(Y_{22} + Y_{32}) = -(Y_{11e} + Y_{21e}) \\ Y_{11b} &= -(Y_{12} + Y_{13}) = +(Y_{22} + Y_{32}) + (Y_{23} + Y_{33}) = \\ &= Y_{11e} + Y_{12e} + Y_{21e} + Y_{22e} \end{aligned}$$

Inoltre il transistor può essere considerato matematicamente come un quadripolo in cui l'elettrodo a massa sia comune sia all'ingresso che all'uscita, come è indicato in figura 4.9. Le correnti all'ingresso e all'uscita possono essere espresse in termini di tensioni ed ammettenze come segue:

$$\begin{aligned} i_i &= Y_i v_i + Y_r v_o \\ i_o &= Y_f v_i + Y_o v_o \end{aligned}$$

Dove gli indici hanno il seguente significato:

i = ingresso
o = uscita
f = trasferimento in senso diretto
r = trasferimento in senso inverso

Si può anche scrivere:

$$\begin{aligned} i_1 &= Y_{11} v_1 + Y_{12} v_2 \\ i_2 &= Y_{21} v_1 + Y_{22} v_2 \end{aligned}$$

Allora, $Y_{yi} = Y_{11}$; $Y_r = Y_{12}$; $Y_f = Y_{21}$; $Y_o = Y_{22}$, saranno gli stessi para-

metri usati per il circuito a tre terminali. Si usa indicare l'elettrodo comune con un secondo indice cosicchè, per esempio, per la configurazione ad emettitore comune, i coefficienti saranno $Y_{ie} = Y_{11e}$; $Y_{re} = Y_{12e}$; $Y_{fe} = Y_{21e}$; $Y_{oe} = Y_{22e}$.

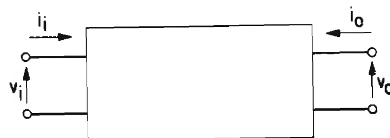


Fig. 4.9 - Rappresentazione convenzionale di una rete a quattro terminali.

Il circuito equivalente a quattro terminali corrispondente è quello di figura 4.10. Bisogna ancora notare che in generale le ammettenze sono quantità complesse, formate dalla connessione in parallelo di una conduttanza g ed una suscettanza B (cioè di una resistenza e di un condensatore).

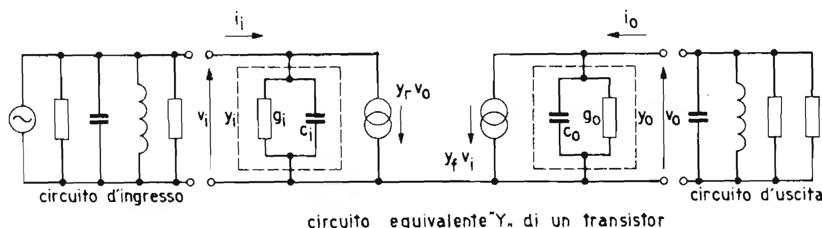


Fig. 4.10 - Circuito equivalente Y di un transistor (con circuiti accordati all'ingresso e all'uscita).

L'uso del sistema dei parametri Y è particolarmente utile quando si consideri il transistor funzionante a frequenze alte, per esempio in amplificatori selettivi dove sia l'ingresso che l'uscita sono connessi a circuiti accordati cosicchè le ammettenze si sommano.

4.2.2. *Parametri* h

Un altro sistema di parametri che può essere usato per descrivere il funzionamento del transistor è il sistema dei parametri h o « ibridi », chiamati così poichè non hanno tutti le stesse dimensioni. Essi sono basati sulle seguenti relazioni:

$$\begin{cases} v_1 = h_i i_1 + h_r v_2 \\ i_2 = h_f i_1 + h_o v_2 \end{cases} \quad \text{oppure} \quad \begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\ i_r = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}$$

Gli indici hanno lo stesso significato che avevano nel sistema dei parametri Y. I parametri h sono usati principalmente nelle applicazioni in bassa frequenza, come negli amplificatori audio, per i quali la configurazione ad emettitore comune, che dà il maggior guadagno di potenza, è generalmente adottata. Il transistor lavora quindi con un'alta impedenza della sorgente del segnale, e con una impedenza del carico bassa. In questo caso i parametri h hanno i seguenti significati fisici:

h_{11} (od h_i): rappresenta l'impedenza d'ingresso in ohm, con la condizione di una bassa impedenza di carico, che si avvicina alla condizione di uscita in corto circuito per le correnti alternate (cioè $v_2 = 0$).

h_{21} (od h_f): è il trasferimento di corrente in senso diretto (guadagno di corrente) con la stessa condizione.

h_{22} (od h_o): è l'ammettenza d'uscita espressa in Siemens, con la condizione di alta impedenza d'ingresso, che si avvicina alla condizione d'ingresso aperto per le correnti alternate.

h_{12} (od h_r): è il trasferimento in senso inverso di tensione, cioè il reciproco del guadagno di tensione, nelle stesse condizioni.

Come con i parametri Y, si può usare una combinazione diversa dei parametri h per ciascuna configurazione del circuito, e per questo si introduce un altro indice, per esempio e per la configurazione ad emettitore

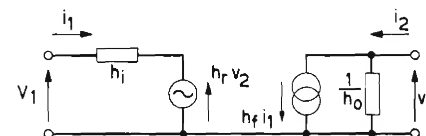


Fig. 4.11 - Circuito equivalente h di un transistor (configurazione ad emettitore comune).

comune, b per quella a base comune e c per quella a collettore comune. Il circuito equivalente del transistor per la configurazione con emettitore comune diventa in questo caso quello della figura 4.11.

4.2.3. *Parametri* a

Per circuiti in cascata è più conveniente l'uso dei parametri a, che sono basati sulle seguenti relazioni:

$$\begin{cases} v_1 = a_{11} v_2 + a_{12}(-i_2) \\ i_1 = a_{21} v_2 + a_{22}(-i_2) \end{cases} \quad \text{o} \quad \begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ -i_2 \end{pmatrix}$$

Il vantaggio del sistema di parametri a è quello di rendere immediatamente evidente la relazione esistente tra ingresso ed uscita; e quindi si può facilmente calcolare l'uscita di più stadi in cascata, moltiplicando le matrici dei coefficienti.

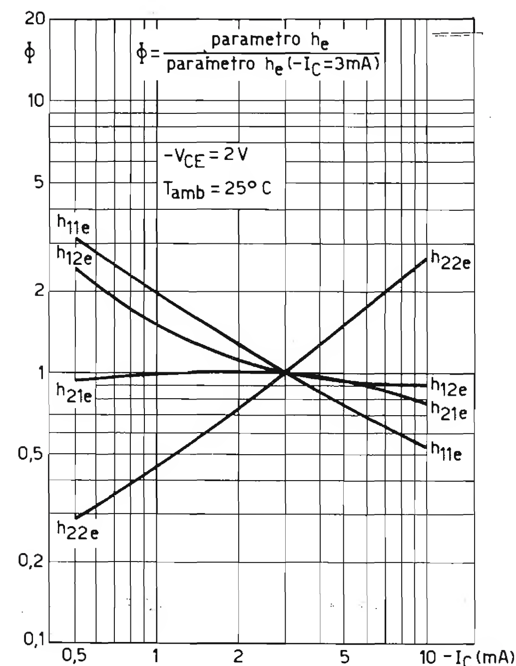
4.2.4. Conversioni e relazioni tra i sistemi

Tutti i parametri sono indicati sui dati pubblicati dai fabbricanti di transistor, per certe condizioni di polarizzazione, frequenza e temperatura. Per altre condizioni, questi parametri possono essere convertiti con l'aiuto di grafici, anch'essi pubblicati, del tipo di quelli di figura 4.12. I differenti sistemi di coefficiente sono ovviamente legati tra di loro e ciascuno può essere espresso in termini degli altri in modo semplice. La conversione, nel caso del parametri Y, h ed a, può essere eseguita con la tabella seguente:

	Y		h		a	
Y	Y_{11}	Y_{12}	$\frac{1}{h_{11}}$	$\frac{-h_{12}}{h_{11}}$	$\frac{a_{22}}{a_{12}}$	$\frac{-\Delta a}{a_{12}}$
	Y_{21}	Y_{22}	$\frac{h_{21}}{h_{11}}$	$\frac{\Delta h}{h_{11}}$	$\frac{-1}{a_{12}}$	$\frac{a_{11}}{a_{12}}$
h	$\frac{1}{Y_{11}}$	$\frac{-Y_{12}}{Y_{11}}$	h_{11}	h_{12}	$\frac{a_{12}}{a_{22}}$	$\frac{\Delta a}{a_{22}}$
	$\frac{Y_{21}}{Y_{11}}$	$\frac{\Delta Y}{Y_{11}}$	h_{21}	h_{22}	$\frac{-1}{a_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{22}}$
a	$\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$	$\frac{-1}{Y_{21}}$	$\frac{-\Delta h}{h_{21}}$	$\frac{-h_{11}}{h_{21}}$	a_{11}	a_{12}
	$\frac{-\Delta Y}{Y_{21}}$	$\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$	$\frac{-h_{22}}{h_{21}}$	$\frac{-1}{h_{21}}$	a_{21}	a_{22}

In questa tabella:

$$\Delta Y = Y_{11} Y_{22} - Y_{12} Y_{21}$$
$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$
$$\Delta a = a_{11} a_{22} - a_{12} a_{21}.$$



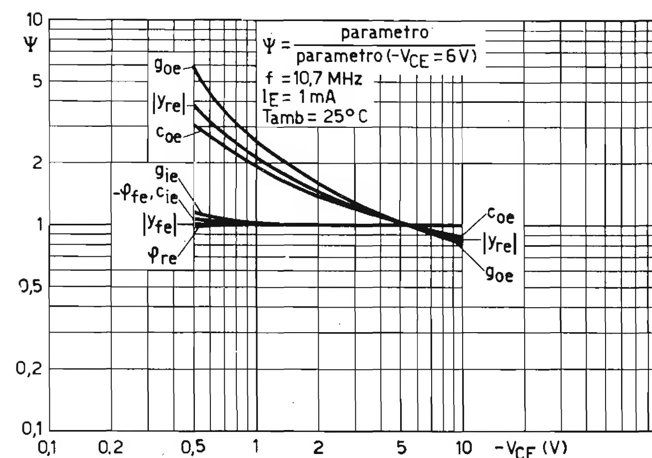


Fig. 4.12 - Esempi grafici di conversione che danno i valori dei parametri per diverse condizioni di polarizzazione.

Questa tabella permette anche il calcolo dei coefficienti per altre configurazioni quando siano noti quelli di una. Per esempio, se si conoscono i parametri h per la configurazione con base comune, questi parametri, h_{11b}, h_{12b}, ecc., dapprima si esprimono in termini di parametri Y per base a massa Y_{11b}, Y_{12b}, ecc. Essi permettono di completare la matrice Y per il circuito a tre terminali, come è stato spiegato nella sezione 4.2.1, e da quest'ultima si possono ottenere i parametri per le altre configurazioni. Questi possono allora essere convertiti nei parametri h desiderati. Le relazioni tra i parametri h e le quantità relative al circuito a T, per le tre configurazioni sono date dalla seguente tabella:

Base comune	*Emettitore comune*	*Collettore comune*
$h_{11b} = r_e + (1-\alpha_{fb})r_b$	$h_{11e} = (1+\alpha_{fe})\,h_{11b}$	$-h_{11c} = h_{11e}$
$h_{21b} = \alpha_{fb} = \dfrac{\alpha_{fe}}{1+\alpha_{fe}}$	$h_{21e} = \alpha_{fe}$	$-h_{21c} = 1 + h_{21c}$
$h_{22b} = 1/r_c$	$h_{22e} = (1+\alpha_{fe})\,h_{22b}$	$h_{22c} = h_{22e}$
$h_{12b} = r_b/r_c$	$h_{12e} = r_e(1+\alpha_{fe})h_{22b}$	$h_{12c} = 1/(1+h_{12e})$

Bisogna infine notare che finora le correnti sono state considerate sempre entranti nel transistor, come è indicato in figura 4.13(a). In questo caso si ha che $i_e + i_c + i_b = 0$. Il fattore di amplificazione di corrente è allora $\alpha_{fb} = -i_c/i_e$ (base comune) oppure $\alpha_{fe} = i_c/i_b$ (emettitore comune).

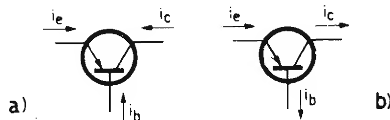


Fig. 4.13 - Convenzioni per il senso delle correnti in un transistor p-n-p.

Talvolta il simbolo α_{fe} è sostituito da α' o da β, ed α_{fb} da α. In alcuni circuiti i sensi delle correnti sono presi come indicato in figura 4.13(b), nel qual caso $i_c = i_e + i_b$, $\alpha_{fb} = i_c/i_e$ ed $\alpha_{fe} = i_c/i_b$.
In entrambi i casi valgono le seguenti relazioni:

$$\alpha_{fb} = \frac{\alpha_{fe}}{1+\alpha_{fe}} \;;\quad \alpha_{fe} = \frac{\alpha_{fb}}{1-\alpha_{fb}} \;;\quad 1+\alpha_{fe} = \frac{1}{1_{\alpha - fb}}$$

4.3. Curve caratteristiche

I sistemi di parametri precedentemente descritti si usano principalmente per risolvere problemi di progetto relativi al comportamento del transistor nelle condizioni di segnale debole. Per scegliere un opportuno punto di lavoro e determinare il comportamento di un transistor quando si applicano segnali di ampiezza elevata, le proprietà elettriche del transistor vengono indicate più convenientemente con l'insieme di curve delle caratteristiche statiche, che mostrano le relazioni mutue esistenti tra le sei variabili che sono poi le tre correnti nei tre elettrodi (I_E, $-I_B$ e $-I_C$) e le tre tensioni ai capi di ciascuna coppia di elettrodi ($-V_{CE}$, $-V_{BE}$ e $-V_{CB}$). Queste quantità, per la configurazione a emettitore comune, sono indicate in fig. 4.14, dove le polarità sia del collettore sia della base sono negative rispetto all'emettitore, come devono normalmente essere per un transistor

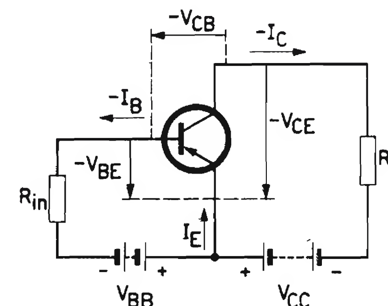


Fig. 4.14 - Tensioni e correnti in un transistor per la configurazione ad emettitore comune.

usato quale amplificatore. Le quattro curve caratteristiche per un tipico transistor p-n-p (tipo OC 71) sono riprodotte nella figura 4.15, e sono le seguenti:

Nel primo quadrante: La caratteristica d'uscita che dà $-I_C$ in funzione di $-V_{CE}$, con $-I_B$ come parametro. Questa famiglia di caratteristiche d'uscita è paragonabile alle curve $I_a = f(V_a)$ di una valvola termoionica.

Nel secondo quadrante: La caratteristica di trasferimento che dà $-I_C$ in funzione di $-I_B$ con $-V_{CE}$ come parametro. Questa famiglia di curve è analoga alle curve $I_a = f(V_g)$ di una valvola termoionica.

Nel terzo quadrante: La caratteristica d'ingresso che dà $-I_B$ in funzione di $-V_{BE}$, con $-V_{CE}$ come parametro.

Nel quarto quadrante: La caratteristica di reazione che dà $-V_{BE}$ in funzione di $-V_{CE}$, con $-I_B$ come parametro.

La resistenza di carico R_L può essere rappresentata nel primo quadrante da una retta di carico la cui pendenza (tang γ) sia eguale a $1/R_L$.

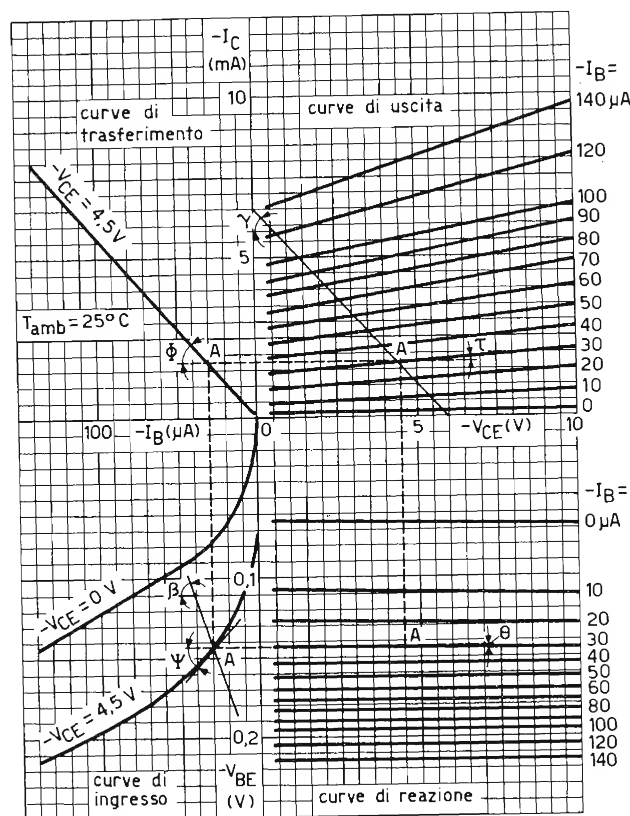


Fig. 4.15 - Curve caratteristiche per un transistor tipico p-n-p nella configurazione ad emettitore comune.

Analogamente si può tracciare nel terzo quadrante una retta la cui pendenza (tang β) rappresenti la resistenza della sorgente. Se questa linea è tracciata in modo da intercettare l'asse $-V_{BE}$ nel punto corrispondente alla tensione fissa base-emettitore (V_{BB} di figura 4.14), si ottiene un punto

di lavoro A che, proiettato sulle altre curve, indica la interdipendenza delle varie tensioni e correnti.

Quattro altri angoli: φ, ψ, δ e τ sono individuabili in figura 4.15. Le tangenti di questi angoli rappresentano rispettivamente le pendenze delle caratteristiche di trasferimento, d'ingresso, di reazione e di uscita nel punto di lavoro A sulle curve relative. I valori di queste tangenti sono, infatti, i parametri h discussi nella sezione 4.2.2. Essi corrispondono alle tensioni ed alle correnti continue relative al punto di lavoro A, che sono allora rappresentate da lettere maiuscole (I e V) ed indici maiuscoli (V_{BE}, I_E ecc.). I parametri h precedentemente descritti corrispondono allora alle tensioni e correnti alternate che sono sovrapposte ai valori in continua applicando un segnale debole e vengono indicati con simboli minuscoli (v_{be}, i_e ecc.). La pendenza della caratteristica di trasferimento (tang $\varphi = -i_c/-i_b$) per un valore costante di V_{CE}, cioè per $v_{ce} = 0$) corrisponde al funzionamento del transistor con l'uscita in corto circuito per le correnti alternate, cioè con $R_L = 0$. Il rapporto $-i_c/-i_b$ corrisponde allora ad h_{21e} o h_{fe}, cioè al guadagno di corrente nella configurazione ad emettitore comune. Dalle curve riprodotte in figura 4.15 si può determinare il valore di h_{fe}, e si è trovato che esso è approssimativamente 50 per le condizioni rappresentate dal punto di lavoro A.

Si osserverà che le intercette sulla retta di carico per incrementi uguali di $-I_B$, non sono uguali. La spiegazione è che il valore di α non è costante ma dipende dalla corrente, come è stato indicato nel capitolo 2, cosicchè la caratteristica I_C-I_B non è lineare per i valori più alti di I_C. Inoltre, per l'effetto Early, anch'esso spiegato nel capitolo 2, crescendo la corrente all'aumentare della tensione, le curve I_C-V_{CE} non sono orizzontali. Siccome la caratteristica I_C-I_B è una linea retta nella zona normale di lavoro, il guadagno in questa zona è praticamente costante, come è indicato anche in figura 4.12, sebbene si abbia una piccola distorsione di ampiezza con pieno pilotaggio, per le ragioni dette prima. La pendenza della caratteristica di ingresso (terzo quadrante) è tang $\psi = -v_{be}/-i_b$, con $-V_{CE}$ costante, cioè con $v_{ce} = 0$. Essa rappresenta l'impedenza incrementale d'ingresso del transistor nella configurazione ad emettitore comune con l'uscita in corto circuito per la corrente alternata. Essa corrisponde quindi a h_{11e} oppure h_{ie} nel sistema di parametri h. La caratteristica d'ingresso mostra una notevole curvatura, la quale indica che la resistenza statica d'ingresso varia grandemente col punto di lavoro. La pendenza della caratteristica di reazione (quarto quadrante) è tang $\vartheta = -v_{be}/-v_{ce}$, per $i_b = 0$, ed è chiamata fattore di reazione. Essa corrisponde a h_{12e} o h_{re} nel sistema dei parametri h. Per la configurazione ad emettitore comune il suo valore è piuttosto piccolo e può quindi essere trascurato in molte applicazioni pratiche.

Infine, la pendenza della caratteristica d'uscita, (primo quadrante) è la tangente dell'angolo τ nel punto di lavoro scelto. Essa è tang $\tau = -i_c/-v_{ce}$

per $i_b = 0$, e dà l'ammettenza di uscita del transistor per corrente di base $-I_B$, cioè con l'uscita aperta per la corrente alternata. Essa corrisponde inoltre ai parametri h_{22} o h_{oe}.
La resistenza d'uscita determinata dalla figura 4.15, diminuisce all'aumentare della corrente di collettore $-I_C$. Questo si può anche vedere dalla figura 4.12 (a).
Le caratteristiche di trasferimento e di uscita sono riprodotte di nuovo nella figura 4.16, dove è indicata la zona di controllo del transistor. Si osserverà che la tensione di ginocchio, che limita nella parte inferiore l'escursione della tensione nelle applicazioni per amplificatori, ha un va-

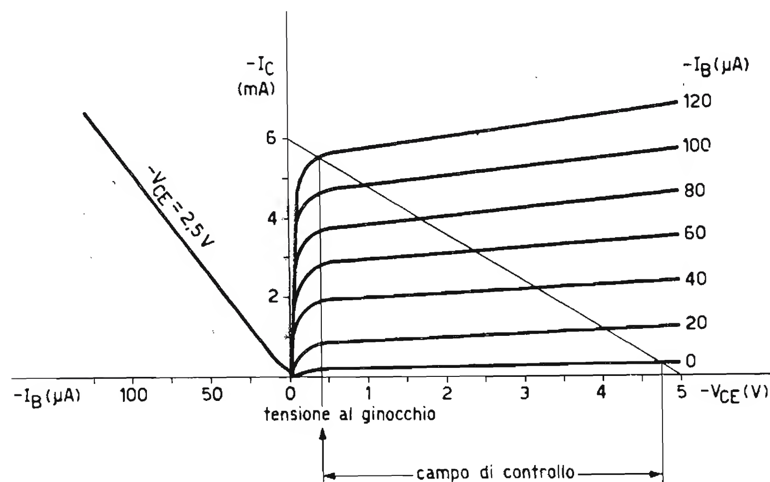
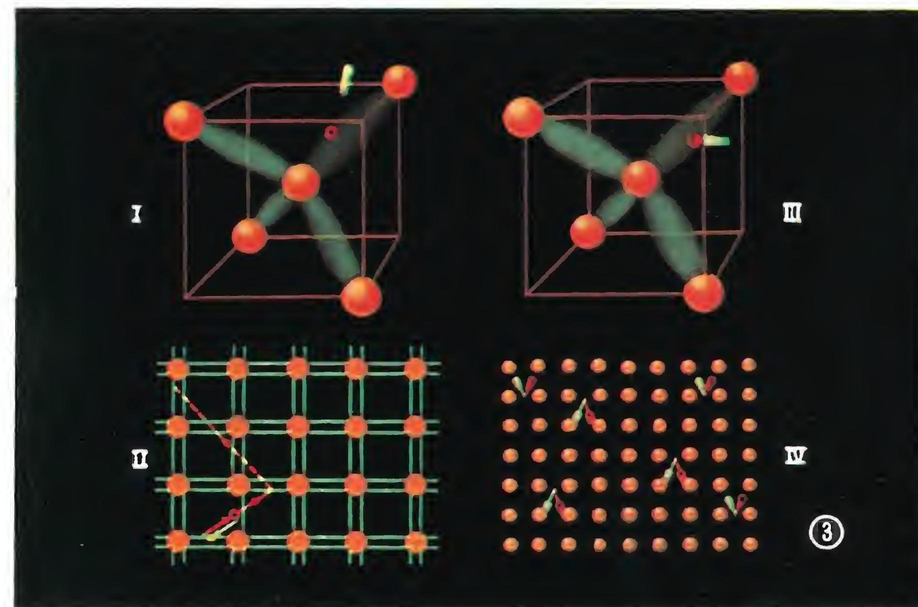


Fig. 4.16 - Grafico indicante le limitazioni della zona di controllo dovute alla tensione di ginocchio ed alla tensione di dispersione di collettore.

lore di alcuni decimi di volt solamente, rispetto a quella di un pentodo termoionico ad alto vuoto, che è di alcuni volt. Un transistor può quindi essere controllato nelle applicazioni di amplificazione fino ad una tensione molto più bassa che non un pentodo. Nelle applicazioni di commutazione, dove la condizione « on » o di conduzione corrisponde approssimativamente al ginocchio della caratteristica di uscita, il basso valore della tensione di ginocchio significa che la caduta di tensione è molto piccola cosicchè la resistenza dell'« interruttore » e quindi la potenza dissipata è molto piccola.
La parte alta della zona di controllo è limitata dalla corrente di dispersione del collettore cioè dalla corrente residua di collettore che scorre quando il valore della corrente di controllo (d'ingresso) $-I_B$ è zero.



GENERAZIONE E RICOMBINAZIONE: ELETTRONI E BUCHI LIBERI

Tutte le particelle presenti all'interno del cristallo si trovano in uno stato di disordinata agitazione (*agitazione termica*) per cui con periodicità casuale si avrà la liberazione, dalla sua banda di valenza, di un elettrone che, iniziando a circolare liberamente negli spazi interatomici, diverrà un *elettrone libero*. Esso, lasciando nel legame covalente uno spazio libero, creerà un *buco* (indicato in fig. 1 con un cerchietto rosso). Questo fenomeno viene definito come *generazione* di elettroni e buchi. liberi Questi ultimi sono dotati, come gli elettroni, di movimento. Il buco infatti può essere occupato da un elettrone appartenente ad un'altra banda di valenza (fig. II) in tal caso però si riformerà un buco nella banda da cui proviene l'elettrone.
Analogamente tale buco può essere occupato da un altro elettrone che, a sua volta, spostandosi, lascia inevitabilmente un nuovo buco. Il processo si ripete indefinitamente, per cui si può affermare che i buchi si spostano da un atomo all'altro e che tale movimento ha senso contrario a quello degli elettroni (linea rossa tratteggiata). Naturalmente esiste la possibilità che un buco venga occupato da un elettrone libero. Questo diverrà allora un elettrone di valenza, e quindi buco ed elettrone si annulleranno vicendevolmente. Questo processo, che è poi l'inverso di quello di generazione, è denominato di *ricombinazione* (fig. III).
Entrambi i processi si ripetono, nel cristallo, con continuità (fig. IV). Nella figura la generazione è simboleggiata da due particelle che si muovono in direzione opposta e la ricombinazione da due particelle muoventesi l'una verso l'altra (i legami covalenti sono stati omessi).
In seguito si parlerà semplicemente di « elettroni » e di « buchi », specificando che si tratta di buchi ed elettroni liberi solo quando occorre evitare confusioni.

La relazione esistente tra le correnti di dispersione è indicata in figura 4.17, dove queste correnti sono tracciate in funzione della tensione base-emettitore V_{BE}. Per la configurazione a base comune la corrente di dispersione di collettore per corrente d'ingresso nulla ($I_E = 0$) è indicata con $-I_{CBO}$, e la corrente di dispersione nel diodo emettitore-base, quando l'uscita è aperta ($I_C = 0$) è indicata con I_{EBO}. Per la configurazione con emettitore comune quando la corrente di base è zero la corrente di dispersione, indicata con I_{CEO} scorre in entrambi i diodi emettitore-base e collettore-base. Come si è detto prima, le correnti di dispersione dipendono dalla temperatura.

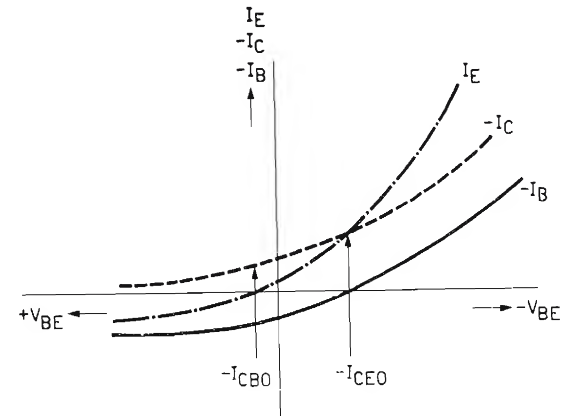
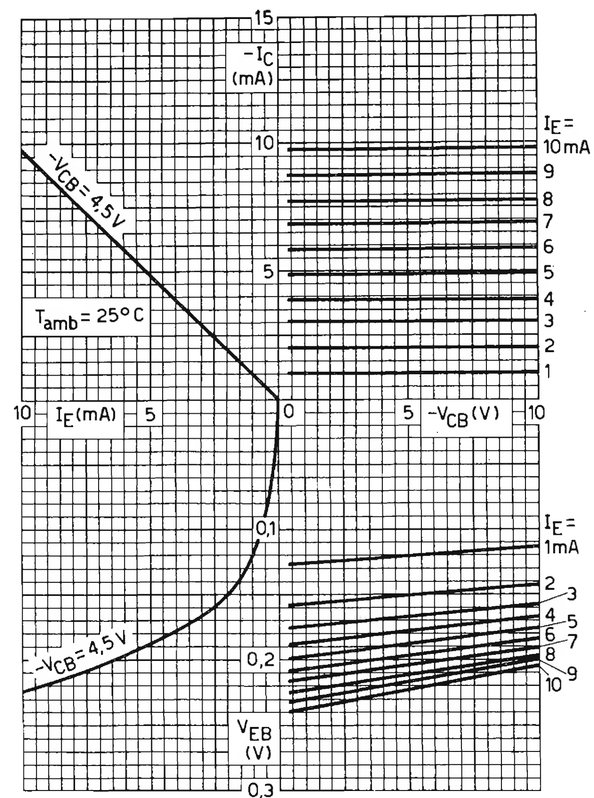


Fig. 4.17 - Correnti di dispersione di un transistor, tracciate in funzione della tensione base-emettitore.

Le caratteristiche di un transistor tipo OC 71 nella configurazione a base comune sono rappresentate in figura 4.18, dove i parametri della caratteristica di uscita sono dati in funzione della corrente di ingresso, che in questo caso è la corrente di emettitore I_E. Un confronto tra le curve per emettitore comune e per base comune mostra che, per il circuito a base comune:

1) La pendenza della caratteristica di trasferimento $-I_C = f(I_E)$ corrisponde a un guadagno di corrente all'incirca unitario.
2) La pendenza della caratteristica d'ingresso $V_{EB} = f\ (I_E)$ indica il valore molto più basso della resistenza di ingresso.
3) La pendenza della caratteristica di uscita $-I_C = f\ (-V_{CB})$ indica un valore molto più alto della resistenza di uscita.
4) La corrente di collettore continua a scorrere anche quando la tensione collettore-base è zero.



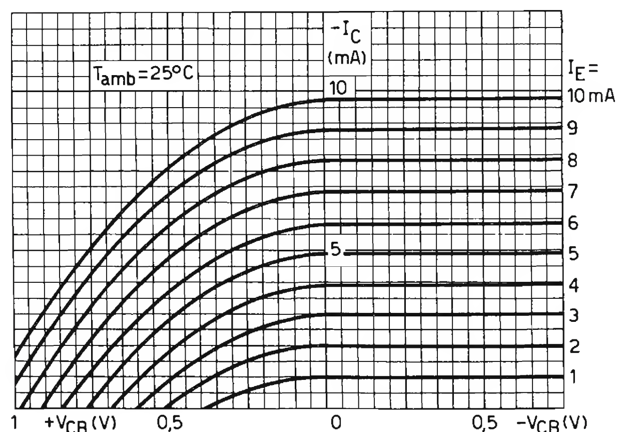
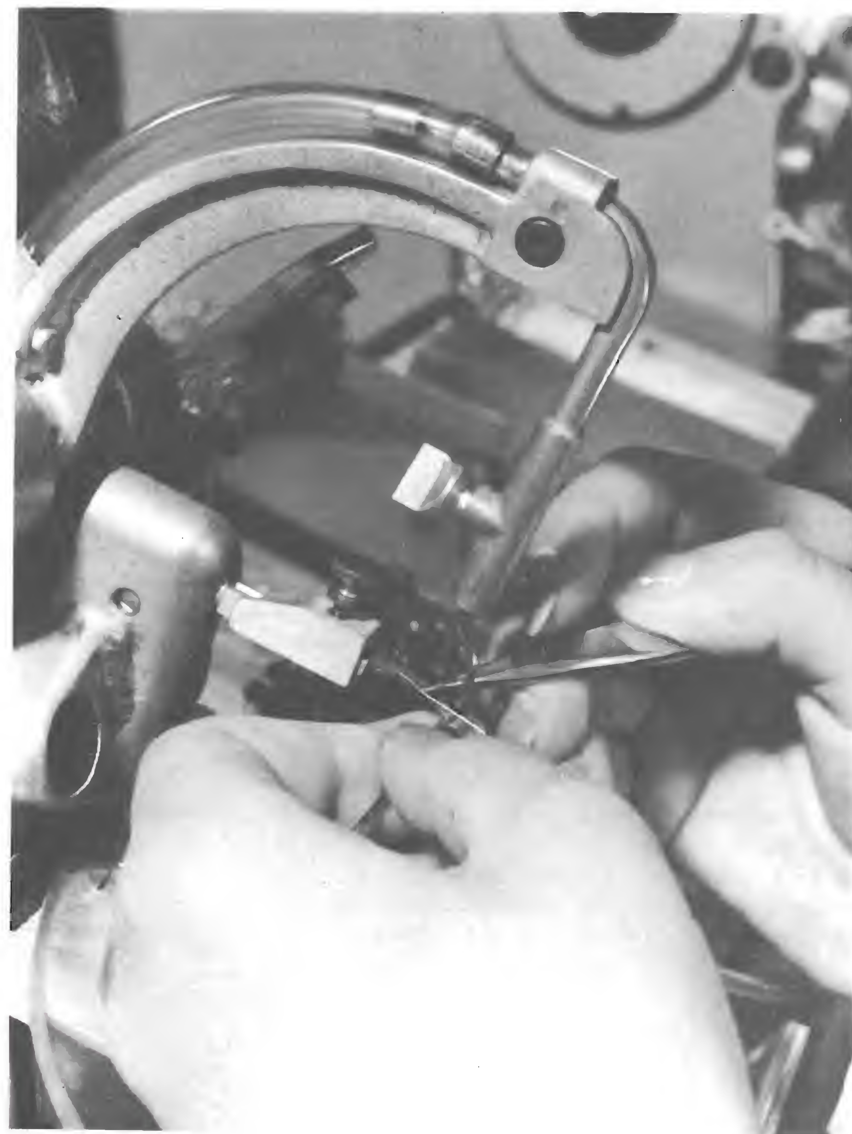


Fig. 4.18 - (sopra) Curve caratteristiche di un transistor con base a massa. (sotto) Curve per piccole tensioni di un transistor con base a massa.



Saldatura delle connessioni in atmosfera di gas inerte (particolare)
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

5. Stabilizzazione

Quando si usa un transistor, si sceglie un punto di lavoro ben determinato, a seconda delle prestazioni desiderate. Nel punto di lavoro le caratteristiche del transistor (cioè guadagno, corrente di dispersione ecc.), hanno valori definiti nelle specifiche condizioni.
Anche coi tubi ad alto vuoto si sceglie il punto di lavoro, ma mentre con i tubi esso non varia, con i transistor esso può spostarsi in certe condizioni. E' quindi necessario prendere delle misure per stabilizzare i valori delle correnti continue che rappresentano il punto di lavoro, per prevenire delle variazioni inaccettabili. In particolare bisogna prestare la massima attenzione nel mantenere stabile termicamente il circuito poichè, come è stato messo in evidenza nel capitolo 1, i semiconduttori sono sensibili alle variazioni di temperatura.

5.1. Effetti termici

Gli effetti termici che hanno luogo nella giunzione collettore-base di un transistor sono due.
In primo luogo, un aumento della corrente di collettore produce un aumento della potenza dissipata P_C ($P_C = V_C I_C$ *watt*), che si manifesta in un aumento della temperatura della giunzione, che è data dall'espressione:

$$T_j - T_a = K P_C$$

Dove: T_j è la temperatura della giunzione in °*C*,
T_a è la temperatura ambiente in °*C*,
P_C è la potenza dissipata in watt e
K è la resistenza termica del transistor espressa in °*C* per watt di potenza dissipata al collettore.

In secondo luogo, un aumento della temperatura della giunzione causa un aumento esponenziale della corrente di dispersione di collettore, come è indicato in figura 5.1, dovuto all'aumentare delle coppie elettrone-cavità

generate per effetto termico. Poichè la corrente di collettore I_C è eguale a $I_{CO} + \alpha I_E$, la corrente totale di collettore aumenta con la corrente di dispersione e con la potenza dissipata al collettore. Il grado d'aumento della dissipazione al collettore, dP_C/dT_j, espressa in watt per °*C*, è indicato

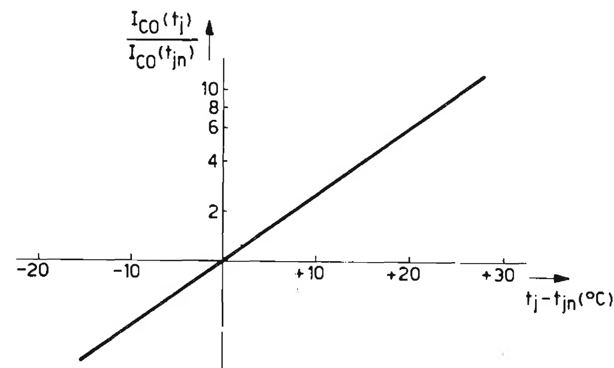


Fig. 5.1 - Grafico illustrante l'aumento esponenziale della corrente di dispersione con la temperatura della giunzione.

$\frac{I_{CO}(t_j)}{I_{CO}(t_{jn})} = e^{C_c(t_j - t_{jn})}$, *che dà una variazione di* I_{CO} *di un fattore 2,5 ogni 10 °C per un transistor per bassa frequenza* ($C_c = 0{,}09$ °C^{-1}).

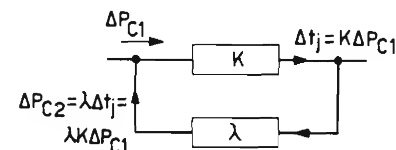


Fig. 5.2 - Illustrazione dei due effetti termici in un transistor, aumento della temperatura della giunzione con la dissipazione del collettore e aumento della dissipazione del collettore con la temperatura della giunzione. La stabilità termica si ha se $K\lambda < 1$.

con il simbolo λ. I due effetti descritti sono illustrati in figura 5.2, dalla quale risulta chiaramente che si ottiene la stabilità termina solo se $K\,\lambda$ è minore dell'unità. Se $K\,\lambda$ è maggiore dell'unità la temperatura continuerà a crescere ed infine si avrà la distruzione del transistor. La resistenza termica K è determinata dalle proprietà termiche del transistor, cioè dalla resistenza termica, dalla capacità termica di ciascuno dei suoi elementi, oltre che dalla capacità di dispersione nell'ambiente del calore generato.

La resistenza termica K dovrebbe essere la più piccola possibile, perchè allora il transistor può lavorare nelle migliori condizioni di dissipazione, essendo la dissipazione massima data da:

$$P_{Cmax} = (T_{jmax} - T_a)/K$$

e di temperatura ambiente, in quanto la massima temperatura ambiente ammissibile è:

$$T_a = T_{jmax} - KP_{Cmax}$$

Un basso valore di K si può ottenere con un'opportuna costruzione del transistor oppure usando dei mezzi di raffreddamento come radiatori, ventilazione forzata, ecc. Per garantire la stabilità termica, anche il valore di λ deve essere molto piccolo. Il coefficiente λ è determinato dalle proprietà elettriche del transistor e dei circuiti ad esso associati e può essere ridotto al minimo mediante, ad esempio, una scelta accurata del punto di lavoro, l'inserimento di una resistenza di collettore, l'applicazione di una reazione in corrente continua e così via, sistemi che verranno discussi nella sezione che segue.

5.2. Circuiti di stabilizzazione

Il circuito di un transistor normalmente comprende sia una resistenza di collettore che una di base, com'è indicato in figura 5.3. Se il circuito è predisposto in modo che la tensione di collettore V_C non sia superiore

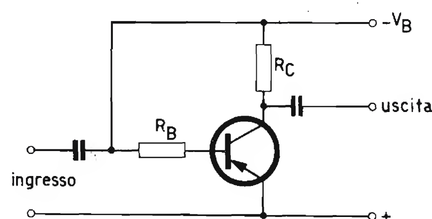


Fig. 5.3 - Circuito di un transistor con resistenze di base e di collettore, i cui valori devono essere scelti opportunamente per ottenere la stabilizzazione termica.

alla metà della tensione di alimentazione V_B, la stabilità termica è sempre garantita. Questo sistema di stabilizzazione detto anche « principio di stabilizzazione con tensione di batteria dimezzata » è spiegato qui di seguito.

5.2.1. *Il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata »*

In questo circuito la tensione di collettore è

$$V_C = V_B - I_C R_C$$

e la dissipazione al collettore è quindi

$$P_C = I_C V_B - I_C^2 R_C$$

Il coefficiente λ è dato da:

$$\lambda = \frac{dP_C}{dT_j} = \frac{dP_C}{dI_C} \cdot \frac{dI_C}{dT_j} = (V_B = 2I_C R_C) \cdot \frac{dI_C}{dT_j}$$

Poichè dI_C/dT_j è positivo, il valore di λ sarà zero o negativo a seconda che $1/2V_B$ sia uguale o minore di $I_C R_C$, da cui segue che la condizione per la stabilità termica si otterrà se $V_C = V_B - I_C R_C$, è uguale o minore di $1/2\ V_B$.

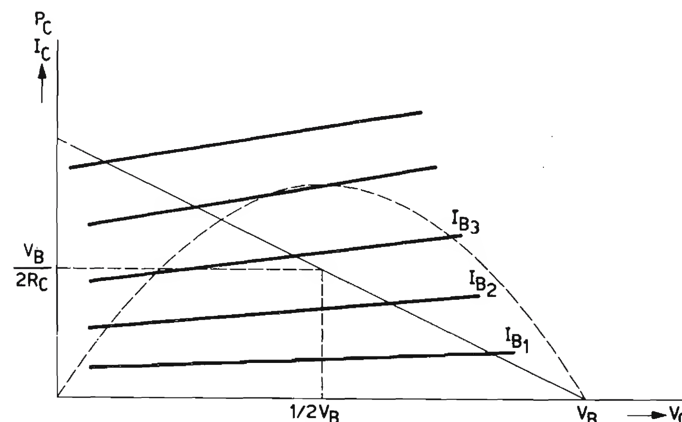


Fig. 5.4 - Illustrazione del principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata ». Si ha stabilizzazione termica se $V_C \leq 1/2V_B$.

E' possibile constatare ciò anche da quanto si vede nella figura 5.4, che dà le caratteristiche di uscita con la retta di carico R_C, ed una curva della dissipazione di collettore P_C per i vari punti di lavoro. Se $I_C \gtrless V_B/2R_C$,

oppure $V_C \leqslant 1/2V_B$ si evita il pericolo dell'instabilità termica, poichè un aumento di I_C è accompagnato da una diminuzione della dissipazione P_C. Resta inteso naturalmente che non si deve mai superare la massima dissipazione ammissibile specificata dal fabbricante del transistor.

5.2.2. Stabilizzazione in corrente continua

Anche adottando il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata », può capitare tuttavia che il punto di lavoro si sposti — per esempio se varia la temperatura ambiente o se il transistor viene sostituito con un altro dello stesso tipo — per la dispersione delle caratteristiche in produzione. In questo caso il valore della corrente di collettore cambierà cosicchè si avrà un altro punto di lavoro, anch'esso stabile. In molti casi, specialmente negli amplificatori che lavorano con piccoli segnali, questa variazione non porta nessuna conseguenza perchè il transistor lavora ancora nella zona lineare delle sue caratteristiche. In altri casi invece, come negli stadi di uscita, una variazione del punto di lavoro può ridurre le prestazioni del circuito. E' allora necessaria la stabilizzazione in corrente continua. In altre parole il circuito deve essere progettato e calcolato in modo tale che nelle peggiori condizioni di temperatura ambientale, tolleranza nei valori dei componenti e cosí via, si ottengano sempre le prestazioni desiderate e non venga superata la massima dissipazione ammissibile. Un certo grado di stabilizzazione si ha se la resistenza di base è connessa al collettore, come si vede in figura 5.5, anzichè direttamente all'alimentazione.

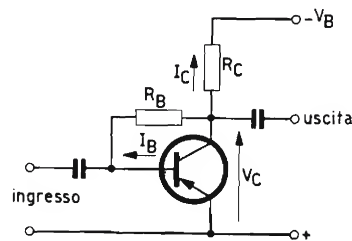


Fig. 5.5 - Stabilizzazione in continua con la resistenza di base connessa al collettore.

Infatti ogni aumento della corrente di collettore aumenta la caduta di tensione ai capi di R_C, e quindi riduce la tensione di collettore $V_C = V_B - I_C R_C$.

Si ha allora una riduzione della corrente di base poichè I_B è all'incirca uguale a V_C/R_B, cosicchè la corrente di collettore I_C, che è uguale a $I_{CEO} + \alpha_{FE} I_B$, diminuisce anch'essa compensando così l'aumento iniziale. Questo metodo di stabilizzazione mediante reazione in corrente continua

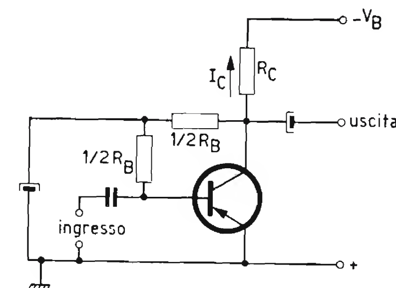


Fig. 5.6 - Resistenza di base disaccoppiata verso massa per evitare la reazione in alternata.

ha uno svantaggio e cioè che la reazione in continua è accompagnata da una reazione in alternata, che riduce il guadagno. Questo inconveniente può essere evitato, mettendo a massa il punto di mezzo di R_B mediante un condensatore come è indicato in figura 5.6. Naturalmente la massima

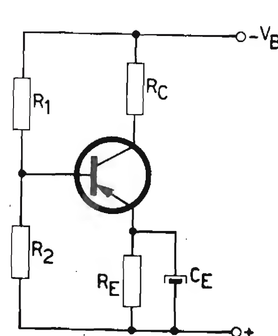


Fig. 5.7 - Stabilizzazione con resistenza di emettitore (disaccoppiata) e partitore di base in uno stadio con accoppiamento R—C.

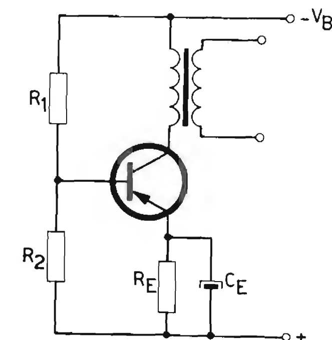


Fig. 5.8 - Stessa stabilizzazione della figura 5.7, ma per uno stadio con accoppiamento a trasformatore.

stabilizzazione si ottiene se il circuito è progettato anche secondo il principio di stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata ». Una stabilizzazione in continua alquanto migliore si ottiene con i circuiti illustrati nelle figure 5.7 e 5.8, rispettivamente per uno stadio accoppiato con resistenza ed uno con trasformatore. Un aumento iniziale della corrente di collettore causa un aumento della corrente di emettitore cosicchè la tensione base-emettitore diminuisce, e con essa la corrente di base, in modo che l'aumento della corrente di collettore viene contrastato. Per prevenire la reazione in alternata la resistenza R_E è cortocircuitata a massa con un condensatore. Secondo il teorema di Thévenin, questo circuito può essere sostituito da quello di figura 5.9. Se è necessaria una stabilizzazione molto spinta, R_O può essere resa molto piccola scegliendo valori molto bassi

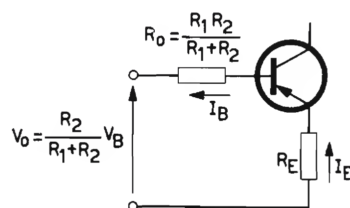


Fig. 5.9 - Circuito equivalente delle figure 5.7 e 5.8, secondo il teorema di Thévenin.

per il partitore, formato da R_1 ed R_2, che fornisce la polarizzazione alla base. Si ha però un forte passaggio di corrente di cui si dovrà tener conto nel caso che vengano impiegate batterie a secco; inoltre il basso valore della resistenza equivalente del partitore di tensione, che viene a trovarsi in parallelo all'ingresso del transistor, è anche causa di una perdita di segnale in c.a. Se la caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore R_E deve essere evitata, per esempio negli stadi di uscita in cui si deve poter utilizzare l'intera tensione di alimentazione, il circuito può essere modificato come si vede in figura 5.10. Viene tralasciata la resistenza di emettitore, ma il ramo inferiore del partitore di tensione è formato da una resistenza con coefficiente di temperatura negativo (NTC) cosicchè quando la temperatura ambiente cresce la resistenza della NTC diminuisce e la tensione base-emettitore viene ridotta. Allora la corrente di base decresce compensando di nuovo l'aumento di I_C dovuto all'aumento della temperatura ambiente. Con un'opportuna scelta dei valori dei com-

ponenti si può ottenere una completa compensazione o addirittura una sovracompensazione. Bisogna sottolineare però che questa forma di compensazione è valida solamente per variazioni della temperatura ambiente.

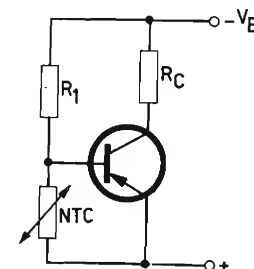


Fig. 5.10 - Stabilizzazione contro le variazioni della temperatura ambiente, mediante una resistenza NTC nel ramo inferiore del partitore di base.

Nei circuiti pratici è talvolta preferibile combinare gli ultimi due sistemi di stabilizzazione nel qual caso la resistenza di emettitore è mantenuta, e viene usata anche una resistenza NTC.



Aggraffatura dei transistor di bassa frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

6. Circuiti fondamentali

I transistor ed i diodi a cristallo, singolarmente od in combinazione, possono assolvere praticamente tutte le funzioni per le quali una volta si potevano usare solamente tubi a vuoto. Per esempio un transistor usato nella configurazione ad emettitore comune è paragonabile al circuito a valvole con catodo a massa; la configurazione con base a massa è l'equivalente del circuito a valvole con griglia a massa; e la configurazione con collettore comune è analoga al circuito con uscita catodica. Come nel caso di circuiti a valvole, gli apparati a transistor sono formati da un numero più o meno grande di stadi, ciascuno avente la sua specifica funzione. La scelta, il numero e la disposizione di questi stadi dipendono in primo luogo dal tipo di apparato e dalle prestazioni richieste, ma generalmente si tratta di impiegare un certo numero di circuiti più o meno standard. In questo capitolo considereremo i circuiti fondamentali dei vari stadi di un radioricevitore supereterodina a transistor, specialmente in quanto questi stadi hanno le prestazioni richieste in molte applicazioni professionali. Un ricevitore supereterodina di alta qualità impiega generalmente la seguente successione di stadi:

1) Un circuito d'antenna accordato per scegliere il segnale a radiofrequenza desiderato (frequenza della stazione). In certi casi vi può essere anche uno stadio di amplificazione a radiofrequenza.

2) Uno stadio convertitore di frequenza nel quale la modulazione (cioè il contenuto del programma) del segnale a radiofrequenza è trasferita su di una frequenza più bassa — la frequenza intermedia che può essere ad esempio di 452 kHz.

3) Uno o più stadi amplificatori a frequenza intermedia.

4) Uno stadio rivelatore dove il segnale a bassa frequenza è separato dalla portante a frequenza intermedia.

5) Uno o più stadi amplificatori a bassa frequenza, l'ultimo dei quali è spesso denominato stadio pilota.

6) Lo stadio d'uscita, che produce la potenza a bassa frequenza necessaria per il funzionamento dell'altoparlante.

Il numero degli stadi amplificatori e dei circuiti accordati degli stadi di antenna e a frequenza intermedia determinano, tutti insieme, la selettività e la sensibilità del ricevitore. La sensibilità è definita dal valore in μV/m del segnale richiesto in antenna per ottenere una potenza d'uscita di 5 mW; la selettività S_9 è l'attenuazione del segnale che si ha quando il ricevitore è disaccordato di 9 kHz.

6.1. Adattamento

Prima di considerare in dettaglio i circuiti di ogni stadio bisogna dire alcune cose sul fatto, abbastanza ovvio, che i vari stadi devono essere accoppiati elettricamente, cosicchè l'uscita di uno diventa l'ingresso del successivo. Per ottenere il massimo trasferimento di potenza la impedenza d'uscita dello stadio che precede deve essere adattata (e idealmente dovrebbe essere resa uguale) alla impedenza d'ingresso dello stadio seguente. Questo si può ottenere con un trasformatore in discesa con nucleo in ferro per la bassa frequenza, e con nucleo in ferroxcube per le frequenze più alte. Poichè un trasformatore è piuttosto costoso ed ingombrante, si usano talvolta reti di accoppiamento a resistenza e capacità, con un adattamento non del tutto perfetto o, negli amplificatori per alta frequenza, circuiti risonanti con prese.

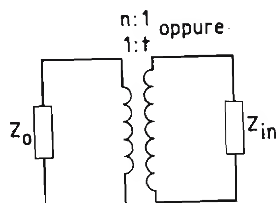


Fig. 6.1 - Illustrazione dell'adattamento ottimo per due stadi accoppiati a trasformatore, con impedenza d'uscita Z_o ed impedenza d'ingresso Z_{in} rispettivamente ($Z_o \gg Z_{in}$ per i circuiti a transistor) ammesso $Z_o = Z_{in} \cdot n^2$.

Se si indica con Z_o l'impedenza d'uscita di un certo stadio, e con Z_{in} l'impedenza d'ingresso dello stadio successivo (figura 6.1) il perfetto adattamento si ha, nel caso di accoppiamento con trasformatore, quando il

rapporto di trasformazione, cioè il rapporto tra numero di spire primarie e secondarie, è:

$$n = \sqrt{\frac{Z_o}{Z_{in}}}$$

ammesso che il trasformatore sia ideale, cioè non abbia perdite. Nessun trasformatore, però, è senza perdite; il rendimento di un trasformatore si può calcolare con la formula:

$$\eta_{tr} = \frac{n^2 R_{carico}}{n^2 R_{carico} + n^2 R_{sec} + R_{prim}}$$

I valori pratici del rendimento sono compresi tra il *70* e l'*80%*. Nell'accoppiamento con circuito risonante con presa, la posizione della presa deve essere scelta in modo che $R_{in} = t^2 R_o$ (figura 6.2).

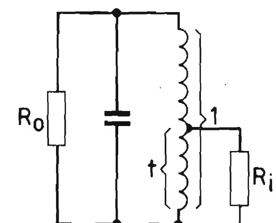


Fig. 6.2 - Illustrazione di accoppiamento mediante circuito risonante con presa.

Nella sezione seguente i vari stadi verranno trattati cominciando da quello d'uscita per passare poi al rivelatore, agli stadi amplificatori di bassa frequenza, e così via fino a giungere all'ingresso del ricevitore.
Questa successione è stata scelta deliberatamente, perchè si possano considerare i problemi relativamente semplici legati alla bassa frequenza, prima di trattare quelli più complessi connessi al campo delle alte frequenze.

6.2. Stadi d'uscita

Uno stadio d'uscita dovrebbe essere progettato in modo da fornire la massima potenza al carico, per esempio un altoparlante in un radioricevitore; è formato da un transistor in classe *A*, oppure, più comunemente da due transistor in controfase in classe *B* od *A*.

Si desidererebbe, naturalmente, poter ottenere dal transistor la massima potenza, ma si constata che la potenza di uscita viene limitata dalla dissipazione massima ammissibile al collettore. Poichè questa dissipazione dipende dalla resistenza termica K, in quanto (capitolo 5) $P_{max} = (T_{jmax} - - T_a)/K$, è necessario provvedere a smaltire il calore generato mediante radiatori, ventilazione e così via. La figura 6.3 (a) e (b) mostra il circuito

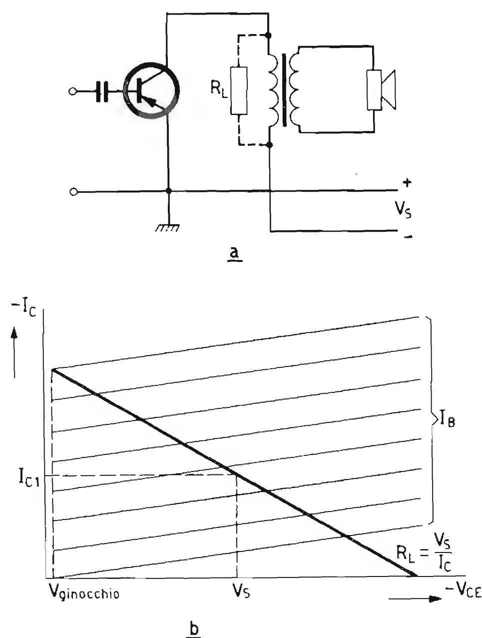


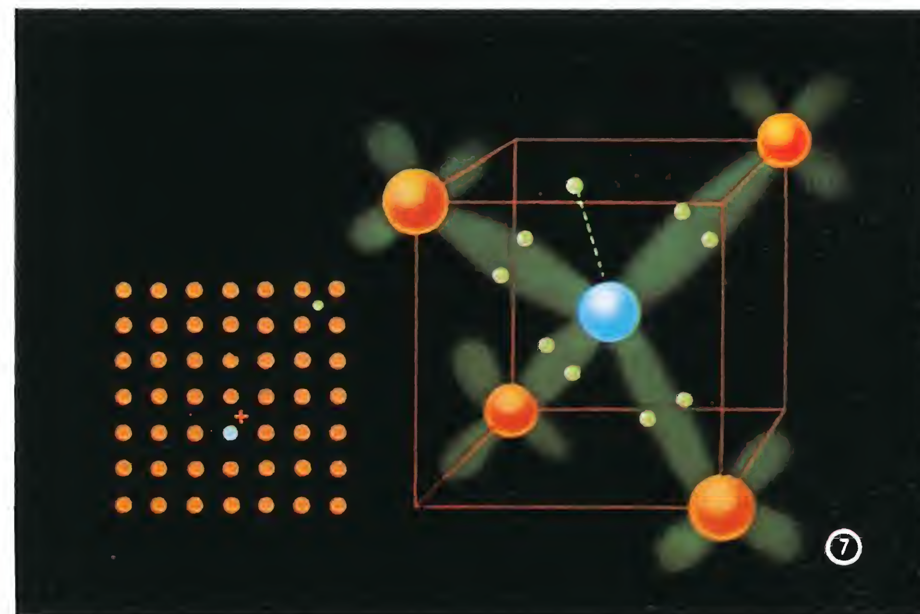
Fig. 6.3 - Circuito (a) e caratteristiche (b) di uno stadio di uscita in classe A con carico accoppiato a trasformatore. La batteria fornisce una potenza in continua pari a $V_S \cdot I_{cl}$ watt.

La potenza in alternata fornita è:

$$V_{eff} \cdot I_{eff} = \frac{V_s}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cl}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_s \cdot I_{cl}$$

Il rendimento teorico è del 50%.

e le caratteristiche di uno stadio d'uscita in classe A con carico accoppiato mediante trasformatore. Poichè con l'accoppiamento a trasformatore può apparire al collettore una tensione doppia di quella di alimentazione, a causa dell'induttanza del trasformatore, il valore di V_S non deve essere



IMPURITÀ NEL CRISTALLO: DONATORI

Il reticolo del cristallo non è necessariamente occupato solo da atomi di germanio. È possibile infatti introdurvi elementi estranei i cui atomi vengono denominati *atomi di impurità*. Vedremo ora come la presenza di tali atomi può alterare le caratteristiche del germanio e renderlo particolarmente adatto come raddrizzatore (*diodo a cristallo*).

La sfera blù nella figura di destra rappresenta un atomo di antimonio (più precisamente l'atomo senza banda di valenza) circondato da 4 atomi di germanio. L'antimonio appartiene alla famiglia di elementi che posseggono 5 elettroni di valenza, cioè uno in più dell'atomo di germanio. Quattro di questi saranno in grado di formare legami covalenti con gli elettroni degli atomi vicini, il quinto invece rimane libero. (Per maggiore chiarezza in ogni legame covalente sono stati disegnati anche i due elettroni che contribuiscono a formarlo).

Fintanto che l'elettrone supplementare rimane nelle immediate vicinanze dell'atomo di antimonio questa parte del cristallo è elettricamente neutra ma quando esso si sposta, assume una carica positiva (fig. a sinistra). L'elettrone supplementare è perciò legato al suo nucleo da una forza di attrazione elettrostatica, che potrà vincere quando sarà dotato di una determinata energia. Già alla temperatura ambiente l'eccitazione termica è sufficiente a liberare l'elettrone supplementare dall'atomo di antimonio che di conseguenza diviene uno ione positivo.

Poichè gli atomi di antimonio sono in grado di *donare* elettroni (senza generare buchi) vengono detti *donatori*.

maggiore di $1/2\ V_{CEmax}$. Lavorando in classe *A*, dove il punto di lavoro è situato all'incirca al centro dell'escursione di tensione ammissibile, questo punto può corrispondere a V_S. La potenza totale ottenibile da due transistor in controfase operanti in classe *A* è il doppio di quella fornita da un transistor singolo dello stesso tipo, sempre in classe *A*. Il rendimento massimo teorico di uno stadio in classe *A*, sia che si impieghi un transistor solo che due in controfase, è del *50%*. Il rendimento teorico di uno stadio in controfase in classe *B*, il cui sistema di principio è dato in figura 6.4, è del *78%* a pieno pilotaggio. In pratica il rendimento è

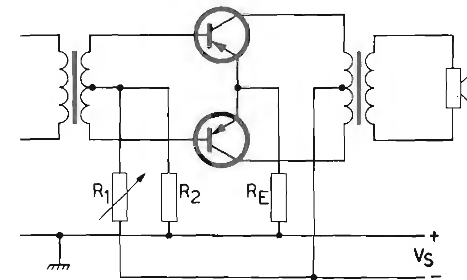


Fig. 6.4 - Stadio d'uscita in controfase in classe B.
Valore medio di una sinusoide:

$$I_{med} = \frac{I_{cM}}{\pi}$$

La batteria fornisce ai due transistor:

$$V_s I_m = 2V_s \frac{I_{cM}}{\pi}$$

La potenza fornita in alternata è $= \frac{1}{2} I_{cM} V_s$.

Il rendimento teorico è $\frac{\pi}{4} \cdot 100\% = 78\%$.

alquanto minore di quello massimo teorico a pieno pilotaggio, poichè un transistor può essere pilotato solo tra i limiti $I_C = I_{CO}$ e $V_C = V$ *ginocchio*, cosicchè non si può utilizzare tutta l'escursione di tensione. Inoltre vi è una perdita di potenza tra il transistor e l'altoparlante, in quanto il rendimento del trasformatore è solamente di circa l'*80%*. Si può evitare

l'impiego del trasformatore di uscita facendo uso del circuito in controfase detto single ended e illustrato in figura 6.5.
Esso richiede l'impiego di due batterie uguali o di una batteria con presa

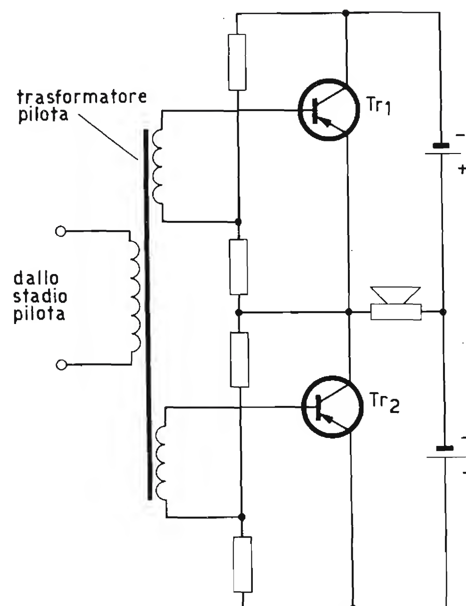


Fig. 6.5 - Stadio d'uscita in controfase, single ended.

centrale. L'uscita può essere prelevata con un trasformatore con primario senza prese, oppure l'altoparlante può essere connesso direttamente al circuito, se si usano degli opportuni transistor di potenza.

6.3. Il rivelatore

Un circuito rivelatore per segnali modulati in ampiezza è illustrato in figura 6.6. Il segnale ad alta frequenza (radiofrequenza o frequenza intermedia) è rettificato da un diodo a cristallo, cosicchè il condensatore C_2, che deve avere una capacità piuttosto grande, viene caricato fino al valore di picco del segnale ad alta frequenza. Il segnale a bassa frequenza appare allora ai capi della resistenza di carico del diodo R_1, e viene quindi applicato al primo stadio amplificatore di bassa frequenza. Questo circuito è

essenzialmente uguale a quello di un rivelatore con diodo a vuoto, ma poichè l'impedenza d'ingresso di un transistor R_{in} è molto più piccola di quella di un tubo a vuoto, viene imposto uno smorzamento piuttosto forte al circuito risonante in alta frequenza L_1C_1, che si trova effettivamente

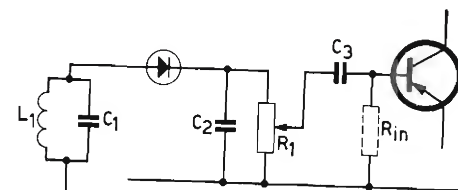


Fig. 6.6 - Schema di un rivelatore per per modulazione di ampiezza.

connesso in parallelo con R_1. Inoltre la connessione in parallelo del piccolo valore di R_{in} con R_1 presenta una bassa resistenza in alternata per il segnale a bassa frequenza. La figura 6.7 mostra le caratteristiche di rivelazione, cioè la corrente media del diodo in funzione della tensione con-

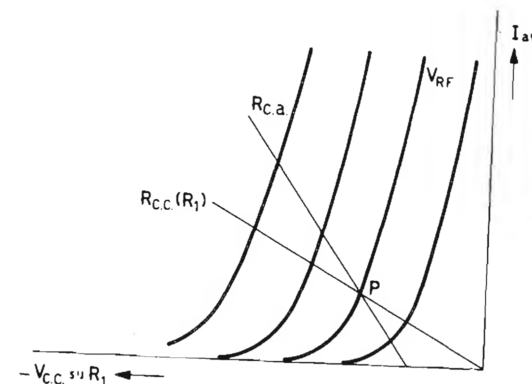


Fig. 6.7 - Caratteristiche di rivelazione con rette di carico in continua ed in alternata.

tinua negativa che appare ai capi di R_1, con la tensione ad alta frequenza come parametro. La resistenza R_1 è rappresentata dalla linea di carico (corrente continua), e determina il punto di lavoro P. La rivelazione effettiva, invece, segue la linea di carico in alternata R_{CA}, che passa anch'essa

per il punto P, e si può notare che per profondità di modulazione maggiore di R_{CA}/R_{CC} si avrà una forte distorsione dovuta al taglio dei picchi di modulazione. Questi effetti possono essere eliminati accoppiando il rivelatore e l'amplificatore con un trasformatore [figura 6.8(a)], il cui avvolgimento primario deve avere un'impedenza di qualche kΩ per le frequenze

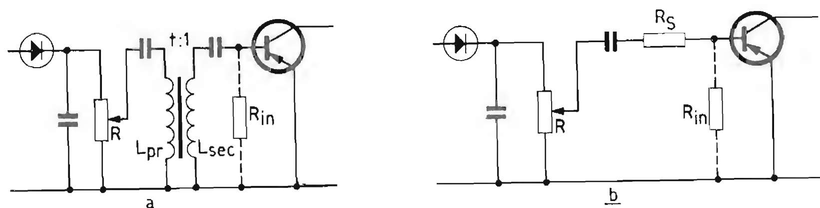


Fig. 6.8 - (a) Accoppiamento di uno stadio a bassa frequenza al rivelatore mediante trasformatore.
(b) Accoppiamento mediante resistenza serie R_s.

audio. L'uso del trasformatore può essere evitato impiegando una resistenza in serie [R_s in figura 6.8(b)]. Per ridurre lo smorzamento e per migliorare il rapporto R_{CA}/R_{CC} il valore di R_s deve essere alto. Poichè tuttavia la potenza perduta in R_s è proporzionale al suo valore, in pratica è necessario un compromesso, dando ad R_s un valore da *5* a *10* volte quello di R_{in}.

6.4. Stadi amplificatori a bassa frequenza

Il segnale a bassa frequenza fornito dal rivelatore è applicato ad uno o più stadi amplificatori a bassa frequenza, dove viene amplificato fino a un valore tale per cui lo stadio pilota possa fornire una escursione di corrente sufficiente per pilotare il transistor o i transistor dello stadio d'uscita fino alla piena potenza. L'intera sezione a bassa frequenza del ricevitore deve essere progettata con una certa larghezza per garantire le prestazioni richieste anche nelle peggiori condizioni di temperatura, di dispersione delle caratteristiche dei transistor, e così via. Non vi è bisogno di dire che gli stadi amplificatori a bassa frequenza e naturalmente lo stadio d'uscita devono essere provvisti di sistemi di stabilizzazione, secondo quanto descritto nel capitolo 5, per evitare l'instabilità termica o la variazione del punto di lavoro in seguito alla variazione delle caratteristiche dei transistor. Il numero di stadi richiesto è determinato dalla sensibilità e inoltre dipende dall'ampiezza del segnale fornito dal

rivelatore e dall'intensità del segnale necessario per pilotare lo stadio d'uscita. L'ultimo, o stadio pilota, nella catena di amplificazione a bassa frequenza è generalmente accoppiato allo stadio d'uscita mediante un trasformatore, ma l'accoppiamento tra gli stadi precedenti è normalmente

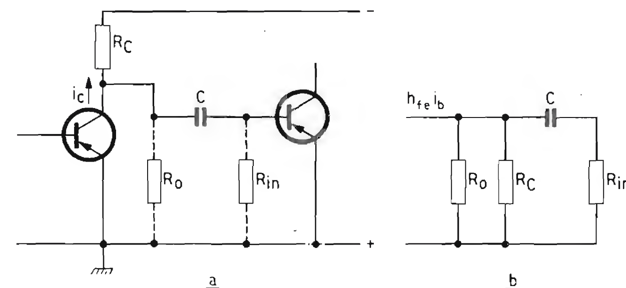


Fig. 6.9 - (a) Circuito di principio dell'accoppiamento R—C tra due stadi amplificatori a bassa frequenza.
(b) Circuito equivalente.

effettuato mediante resistenza capacità per cui si deve usare un condensatore elettrolitico, figura 6.9. Per concludere la sezione relativa alla parte a bassa frequenza di un ricevitore facciamo riferimento ai circuiti descritti nel capitolo 7, pag. 136.

6.5. Amplificatori a frequenza intermedia

Gli stadi amplificatori a frequenza intermedia sono accoppiati per mezzo di filtri passabanda dai quali dipende in massima parte la selettività del ricevitore. La selettività, indicata con il simbolo S_9, è definita numericamente come l'entità dell'attenuazione del segnale quando il ricevitore è fuori sintonia di 9 kHz. Essa è determinata dal numero e dalla qualità (fattore di merito Q) dei circuiti accordati a radio frequenza ed a frequenza intermedia.
Per ottenere una buona selettività, cioè un valore di S_9 di circa $50 \div 100$, è normalmente necessario impiegare due stadi a frequenza intermedia, poichè lo stadio a radiofrequenza d'ingresso aumenta la selettività di un fattore 1,5 solamente. Questa combinazione dà una buona sensibilità in alta frequenza e garantisce un alto rendimento di rivelazione ed è quindi preferibile all'impiego di uno stadio in più in bassa frequenza per otte-

nere lo stesso guadagno totale. In pratica, sia i circuiti risonanti singoli sia i trasformatori a frequenza intermedia (filtri passabanda) sono usati come elementi accordati d'accoppiamento. Tuttavia con i filtri passabanda si può aumentare la larghezza di banda fino a due o tre volte di quella ottenibile con circuiti singoli aventi la stessa selettività, con lo svantaggio di un minore guadagno, che con l'accoppiamento a trasformatore è inferiore di circa 3dB di quello ottenuto coi circuiti singoli.
In ogni caso la scelta degli elementi d'accoppiamento dipende dalla sensibilità e dalla selettività che si vogliono ottenere. Il transistor introduce

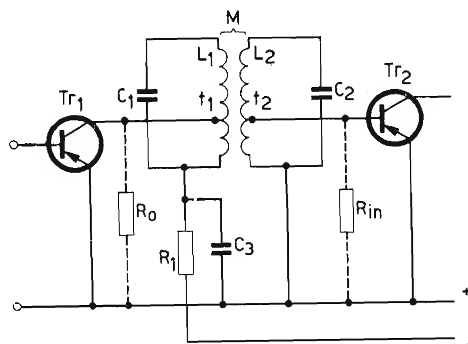


Fig. 6.10 - Trasformatori accordati con prese induttive quali elementi di accoppiamento in uno stadio a frequenza intermedia.

nel circuito una componente di reazione, rappresentata da Y_{12} nel sistema dei parametri Y. Questo influenza non solo la larghezza di banda e il guadagno, ma può portare all'instabilità (oscillazioni) o ad una asimmetria nella curva di risposta.
Il progetto ed i calcoli del circuito specialmente per quanto riguarda lo smorzamento dei circuiti accordati, e quindi i loro fattori di qualità, devono essere eseguiti in modo da garantire la stabilità elettrica. La figura 6.10 mostra uno stadio a frequenza intermedia con accoppiamento mediante trasformatore accordato nel quale l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario sono forniti di una presa per ottenere uno smorzamento sufficiente per garantire la stabilità, pur mantenendo il più alto possibile il guadagno di potenza con una buona selettività.
Le prese t_1 e t_2 espresse come percentuale del numero di spire dell'avvolgimento rispettivo, devono essere scelte in modo tale che lo smorzamento in parallelo al primario ed al secondario sia uguale rispettivamente ad

R_o/t_1^2 e R_{in}/t_2^2, dove R_o è la resistenza di uscita del transistor Tr_1 e R_{in} è la resistenza d'ingresso del transistor Tr_2.
Nello schema queste resistenze sono indicate con connessioni tratteggiate. Si può anche usare un partitore capacitivo come si vede in figura 6.11. Con questo sistema si ha il vantaggio di poter usare trasformatori a frequenza intermedia di tipo standard, senza prese, ma bisogna provvedere all'alimentazione del transistor mediante una resistenza (R_2 nello schema) che introduce uno smorzamento addizionale del circuito risonante, riducendo il guadagno di circa 3 dB per stadio. La caduta di tensione continua ai capi di R_2 non è importante poichè normalmente si alimentano gli stadi a frequenza intermedia con una tensione più bassa di quella che viene applicata allo stadio finale. Per la stessa ragione nel circuito con

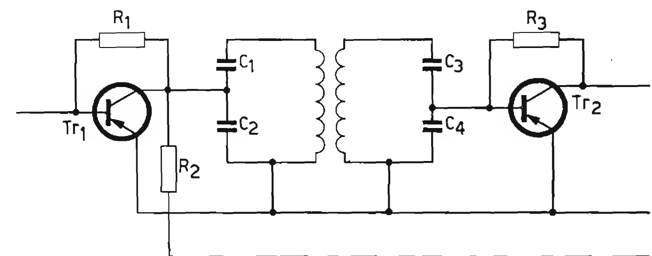


Fig. 6.11 - Trasformatori accordati con prese capacitive quali elementi di accoppiamento in uno stadio a frequenza intermedia.

presa sugli avvolgimenti di figura 6.10 era inclusa una resistenza R_1 in serie col circuito di collettore; in questo caso però R_1 deve essere disaccoppiata con un condensatore di grande capacità, indicato sullo schema con C_3. Le resistenza di collettore può essere usata nel contempo per la stabilizzazione del punto di lavoro secondo il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata » od in unione con una resistenza di base (R_1). Questo metodo è usualmente preferibile alla stabilizzazione ottenuta per mezzo di partitore di base e resistenza disaccoppiata di emettitore, poichè esso garantisce un valore più costante dello smorzamento e di conseguenza una riduzione della dispersione della selettività e della larghezza di banda dovuta alle dispersioni delle caratteristiche del transistor. Si può anche ridurre la reazione con un metodo che permette anche un guadagno maggiore, la neutralizzazione cioè, applicando alla

base attraverso una rete R-C, un segnale preso dal primario del trasformatore, in controfase con la reazione. Il segnale di neutralizzazione deve essere tale che la reazione residua, Y_{12}, sia zero o di valore trascurabile. Il circuito di principio per la neutralizzazione è dato in figura 6.12.

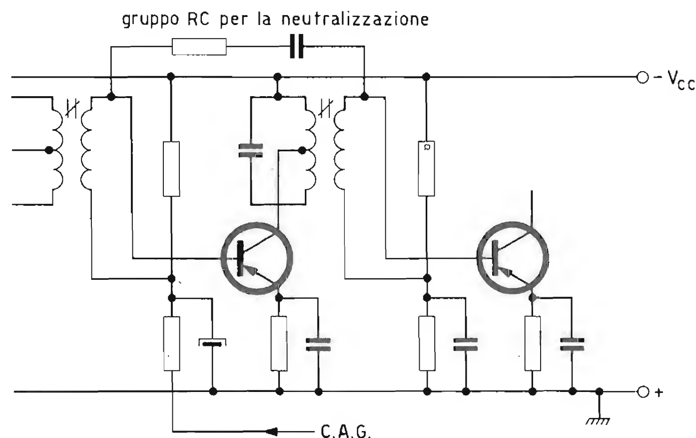


Fig. 6.12 - Circuito di principio di una rete di neutralizzazione in uno stadio a frequenza intermedia.

Teoricamente ciascun transistor dovrebbe essere neutralizzato singolarmente, ma in pratica sorgono difficoltà che possono tuttavia essere evitate usando un elemento di neutralizzazione fisso e sovradimensionato consistente ad esempio in un condensatore solamente.
Poichè i transistor a lega diffusa hanno una capacità C_{12} molto piccola, molto spesso non richiedono neutralizzazione.

6.6. Stadio convertitore di frequenza

In questo stadio il segnale a radio frequenza proveniente dalla stazione è abbinato con una oscillazione ad alta frequenza generata localmente in modo da produrre un segnale con frequenza più bassa e costante (frequenza intermedia), che porta la modulazione del programma originale. Come si vede dallo schema di principio riprodotto in figura 6.13, i due segnali che devono essere miscelati sono effettivamente applicati in serie tra base ed emettitore, e questo è l'unico sistema di miscelazione usabile

con un elemento a tre terminali quale è il transistor. Il funzionamento del convertitore può essere spiegato come segue: la caratteristica i_b/v_b del transistor non è lineare, cosicchè la componente alternata della corrente di base è:

$$i_b = a_1 v_b + a_2 v_b^2 + ...$$

Nella mescolazione additiva, v_b è sostituita da:

$$v_b = v_{rf}\, sen\, \omega_{rf}t + v_{osc}\, sen\, \omega_{osc}t.$$

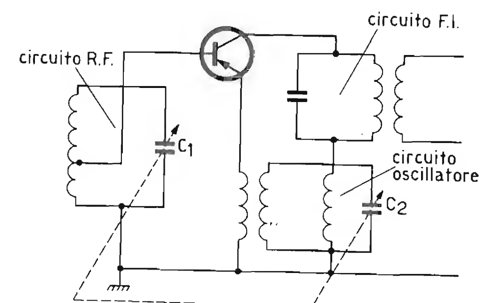


Fig. 6.13 - Circuito di principio dello stadio convertitore.

Nella corrente risultante, appaiono quindi componenti di varie frequenze, comprese quelle con le frequenze:

$(\omega_{rf} + \omega_{osc})$ e $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$. La sezione oscillatrice del convertitore è sintonizzata simultaneamente col circuito d'antenna, in quanto i condensatori di accordo C_1 e C_2 sono accoppiati meccanicamente. Il valore di C_2 rispetto a quello di C_1 è scelto in modo che la frequenza risultante, cioè $(\omega_{rf} - \omega_{osc})$, sia costante ed abbia un certo valore, ad esempio *452 kHz*. I circuiti d'accoppiamento a frequenza intermedia sono preaccordati alla frequenza intermedia, cosicchè questa frequenza viene selezionata ed amplificata. L'oscillazione locale, ω_{osc}, si ottiene includendo un gruppo L-C nel circuito di collettore, accoppiato induttivamente al circuito di emettitore. L'oscillatore è del tipo auto-oscillante, e l'oscillazione inizia per l'eccitazione del circuito dovuta a un disturbo fortuito, dopo di che viene mantenuta alla frequenza del circuito accordato. Nei ricevitori progettati per più gamme, per esempio una di onde medie e tre di onde corte, si può evitare talvolta l'uso di bobine separate per l'oscillatore in ciascuna gamma, usando la mescolazione di « seconda armonica ». Per esempio, per la

gamma di onde medie da 0,5 a 1,6 MHz, l'oscillatore deve essere accordato tra 0,95 e 2,05 MHz. La seconda armonica di questa gamma copre la frequenza da 1,9 a 4,1 MHz e può essere usata per la conversione della gamma di onde corte che va da 1,45 a 3,65 MHz. Analogamente la seconda armonica della frequenza dell'oscillatore usata per la seconda gamma di onde corte, può essere usata per le conversioni della prima gamma delle onde corte; così per coprire quattro gamme si usano in totale

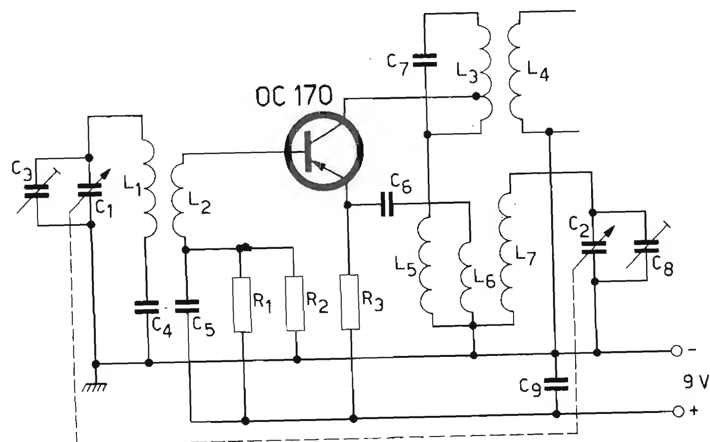


Fig. 6.14 - Circuito pratico di convertitore per un ricevitore ad onde medie.

solamente due bobine per l'oscillatore. Un circuito pratico per il convertitore per onde medie è illustrato in figura 6.14. Per garantire il miglior adattamento ed il minimo smorzamento, il collettore è connesso ad una presa del primario del trasformatore di media frequenza. Il circuito è stabilizzato per mezzo di un partitore di base e di una resistenza di emettitore.

6.7. Controllo automatico di guadagno

Il controllo automatico di guadagno (C.A.G.) permette di ottenere un'uscita più o meno costante, indipendentemente dalle variazioni del segnale d'ingresso, cioè fluttuazioni dell'intensità di campo dell'onda portante dovute alle differenze di potenza delle varie stazioni trasmittenti ed alla loro

distanza dal ricevitore. In assenza di C.A.G. l'uscita che si ha per vari segnali distribuiti lungo tutta la gamma di frequenze del ricevitore può variare attraverso un'ampia gamma di valori d'intensità con il rischio di danneggiare il ricevitore. In più il C.A.G. compensa le fluttuazioni dell'intensità del segnale all'ingresso (fading od evanescenza) dovute alle variazioni delle condizioni atmosferiche. Il C.A.G. è ottenuto automaticamente regolando il guadagno di uno o più stadi ad alta frequenza del ricevitore, per mezzo di una reazione in continua proporzionale all'ampiezza della portante a radio frequenza, derivata dal rivelatore o da un opportuno stadio amplificatore. Normalmente il C.A.G., sotto forma di tensione, è usato per controllare la corrente di emettitore di un transistor in media frequenza, variandone cosí i vari parametri in modo da ottenere una riduzione di guadagno. Se è necessario anche il convertitore e lo stadio amplificatore a radio frequenza possono essere controllati nella stessa maniera. Il controllo della corrente di emettitore si ottiene variando la corrente di base per mezzo del segnale C.A.G., col risultato che le condizioni di polarizzazione del transistor sono modificate come è indicato in figura 6.15.

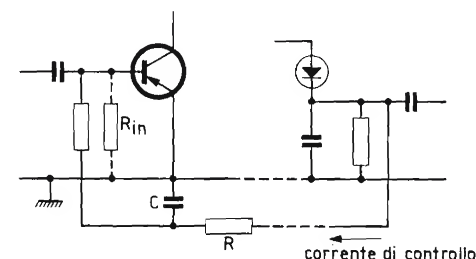


Fig. 6.15 - Controllo automatico di guadagno per variazioni della polarizzazione di un transistor in media frequenza.

Il segnale C.A.G. è applicato attraverso una rete R-C che agisce come un elemento di filtraggio per la bassa frequenza in modo da evitare una eventuale reazione tra i circuiti ad alta e a bassa frequenza. Per limitare le inevitabili perdite di potenza nella rete di filtraggio, si può sostituire la resistenza con una impedenza, ma poichè questa è costosa, si usa normalmente la rete R-C. Il controllo automatico di guadagno richiede una considerevole potenza in continua, in quanto i sistemi di stabilizzazione previsti per il transistor controllato si oppongono all'azione del C.A.G. E' quindi necessario, per ottenere un controllo sufficiente con la potenza in

continua a disposizione, che la stabilizzazione dei transistor controllati non sia troppo spinta. La potenza a disposizione per il C.A.G. può essere aumentata prelevando il segnale di controllo dall'ultimo trasformatore a frequenza intermedia mediante un diodo separato, anzichè dal rivelatore, In quest'ultimo caso si può usare il primo amplificatore di bassa frequenza se il circuito è progettato in modo tale che questo stadio possa lavorare simultaneamente come amplificatore in continua e di bassa frequenza. Un altro metodo per controllare il guadagno di uno stadio a frequenza intermedia è quello di variare lo smorzamento del circuito risonante per mezzo di un diodo, *D*, il quale sia polarizzato in senso inverso. La corrente di controllo proveniente dal rivelatore è quindi applicata alla base del transistor di media frequenza come prima, come è indicato in figura 6.16.

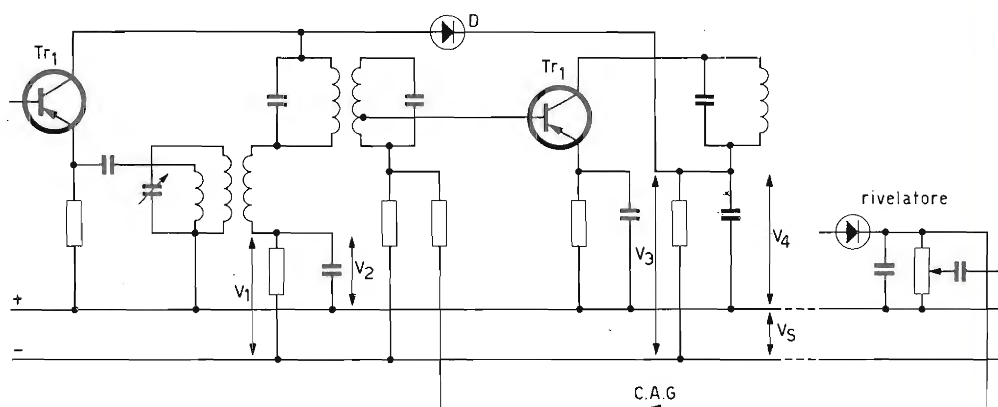


Fig. 6.16 - C.A.G. di uno stadio di media frequenza per variazione di smorzamento del circuito accordato con un diodo D.

Per segnali al rivelatore piccoli, la corrente di collettore è grande, cosicchè V_4 è piccola. Finchè V_4 è minore di V_2 il diodo *D* è bloccato, e il circuito L-C di media frequenza non è smorzato. Per segnali sempre maggiori al rivelatore la corrente di base del transistor diminuisce, e con essa la corrente di collettore. La tensione effettiva ai capi del diodo *D* diventa quindi positiva, cosicchè scorre corrente nel diodo e quindi, siccome la resistenza interna del diodo varia inversamente alla tensione applicata, lo smorzamento del circuito risonante aumenta all'aumentare dell'intensità del segnale, e il guadagno dello stadio controllato diminuisce.



Selezione dello spessore dei cristalli di germanio
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

7. Circuiti pratici

Radio-Ricevitori

1. Ricevitore equipaggiato con un solo transistor

Il transistor impiegato nel circuito di fig. 7.1a è montato con base comune ed assolve la duplice funzione di rivelatore (diodo emettitore-base) e di amplificatore. Poichè il transistor così montato presenta una bassa impedenza di ingresso, per ottenere la massima selettività, è necessario che l'emettitore venga collegato in un punto della bobina più «freddo» possibile; si evita così di smorzare il circuito accordato di ingresso ottenendo una migliore selettività, naturalmente, a scapito del guadagno.
Volendo ottenere un migliore guadagno, sempre a parità di valore di selettività, si può impiegare il circuito di fig. 7.1b, che impiega lo stesso transistor, OC 71, montato però con emettitore comune. La base può essere in questo caso collegata su un punto meno «freddo» dato che questo tipo di montaggio presenta una impedenza di ingresso superiore a quella del circuito precedente.

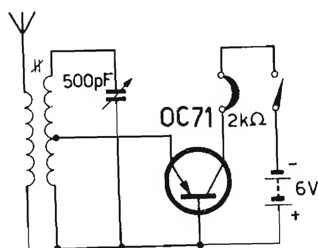


Fig. 7.1a - Schema elettrico del ricevitore a un transistor.

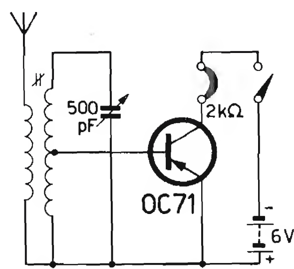


Fig. 7.1b - Schema elettrico modificato del ricevitore a un transistor.

Primario: 23 spire *Secondario: 80 spire*

2. Ricevitore ad un transistor con diodo rivelatore

Il segnale RF ai capi del circuito d'ingresso di antenna viene rivelato dal diodo OA 71.
Il filtro del circuito rivelatore è costituito dal condensatore C_3 (il quale si carica, come nei normali circuiti raddrizzatori, fino al picco positivo del segnale) e dalla resistenza d'ingresso base-emettitore del transistor OC 71 il quale risulta quindi pilotato dalle tensioni BF (fig. 7.2a). Il consumo di corrente dipende dall'ampiezza del segnale; in particolare la corrente di collettore, in assenza di segnale, varia da 50 a 150 μA, mentre con un segnale di sufficiente ampiezza ha un valore compreso tra 1 e 2,5 mA.
Usando il ricevitore nelle immediate vicinanze della stazione trasmittente e munendolo di una buona antenna esterna, è possibile sostituire la cuffia con un altoparlante.
Il ricevitore (fig. 7.2b) può inoltre essere alimentato dallo stesso segnale di antenna raddrizzato, per cui si può fare a meno della batteria. In questo caso il segnale BF rivelato presente ai capi di C_4 viene successivamente amplificato dal transistor. L'interruttore S consente l'inserimento di un condensatore aggiuntivo C_2, allo scopo di consentire l'accordo d'antenna anche alle frequenze più basse.

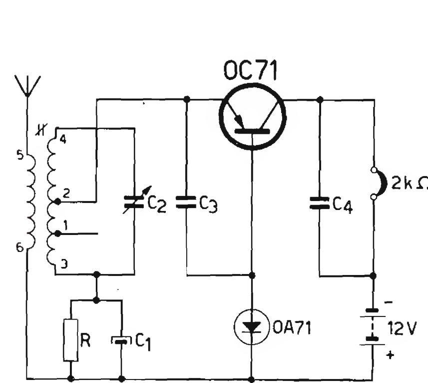


Fig. 7.2a - Schema elettrico del ricevitore ad un transistor con diodo rivelatore.

R	=	0,5-1 kΩ
C_1	=	8 μF
C_2	=	500 pF
C_3	=	2.000 pF
C_4	=	2.000 pF

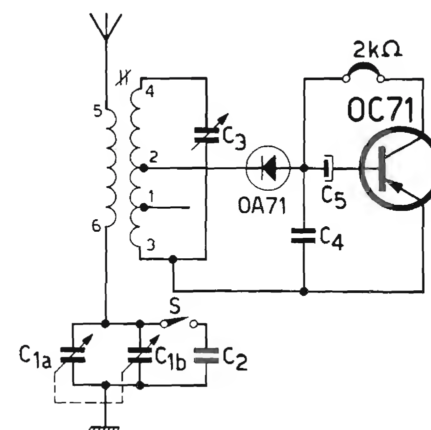


Fig. 7.2b - Schema elettrico del precedente ricevitore adattato in modo tale da escludere l'uso delle pile.

C_{1a}	=	500 pF
C_{1b}	=	500 pF
C_2	=	820 pF
C_3	=	500 pF
C_4	=	2.000 pF
C_5	=	2 μF

Primario: 23 spire (5-6) *Secondario: 80 spire (3-4)*
Inizio dell'avvolgimento dal punto 3, con presa a 22 e 29 spire (punti 1 e 2 rispettivamente).

3. Ricevitore ad un transistor con diodo rivelatore

Il circuito di fig. 7.3 è una versione migliorata del circuito di fig. 7.1; la rivelazione e l'amplificazione del segnale sono separate, essendo stato inserito il diodo OA 73. Il condensatore C_3 impedisce che la corrente continua proveniente dal transistor raggiunga il diodo.

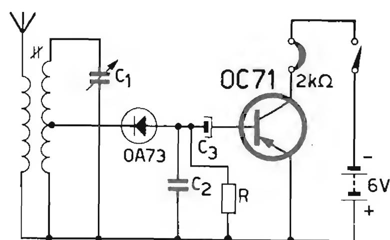
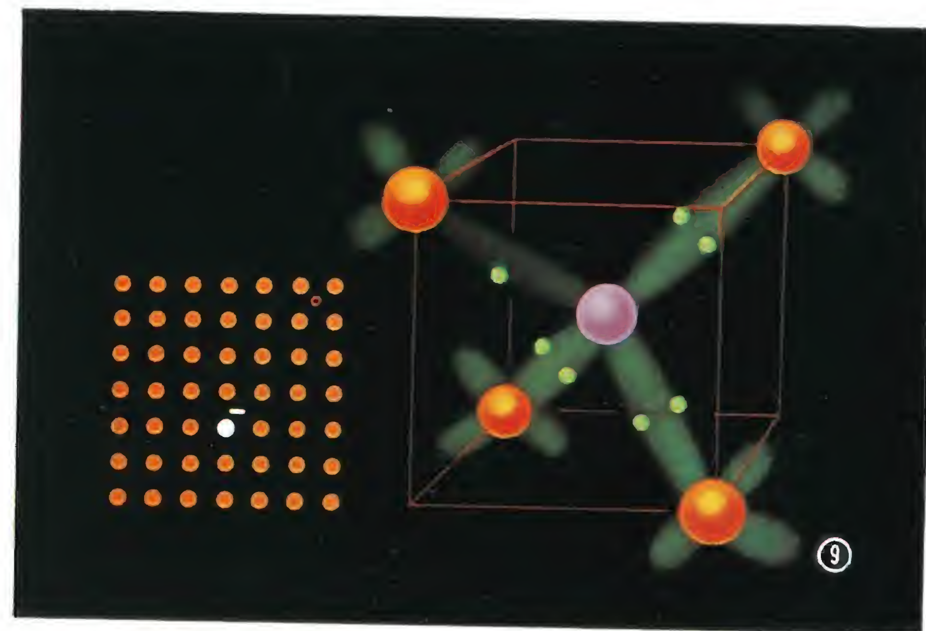


Fig. 7.3 - Schema elettrico del ricevitore a transistor con diodo rivelatore

C_1 = 500 pF	*Primario:*	*23 spire*
C_2 = 2.000 pF	*Secondario:*	*80 spire*
C_3 = 5 μF		
R = 47 kΩ		

DATI PER LA COSTRUZIONE DELLE BOBINE IMPIEGATE NEGLI SCHEMI DI FIG. 7.1, 7.2 E 7.3

Dati d'ingombro del supporto:	diametro interno 12 mm diametro esterno 20 mm larghezza 2 mm
Filo:	litz: 16 × 0.04.



ACCETTORI

Drogando il germanio puro con atomi di impurità (per esempio atomi di indio) aventi tre elettroni di valenza in luogo di cinque assistiamo ad un altro fenomeno. Nella figura di destra le sfere color viola rappresentano gli atomi di indio.
L'atomo di indio possiede un elettrone in meno rispetto agli atomi di germanio circostanti: perciò esso può completare solo tre legami covalenti. Nel quarto manca un elettrone (vale a dire che si manifesta un buco nel legame).
Come già detto nella fig. 7 vengono qui rappresentati anche gli elettroni nei legami di valenza, per cui può essere meglio visualizzata l'assenza di un elettrone, cioè la presenza di un buco, ed i legami mancanti sono contraddistinti dal colore meno intenso. Nella figura a sinistra il buco è ancora rappresentato con un cerchietto rosso.
Il buco può essere « legato » o « vincolato »: in altre parole occorre dell'energia per allontanare il buco dall'atomo di indio. Ne vedremo ora le ragioni. Fino a quando il buco è localizzato in un legame covalente dell'atomo di indio, questi può essere considerato elettricamente neutro. Non appena il buco si scambia con un elettrone di valenza tra due *atomi tetravalenti di germanio*, in quella parte del reticolo si localizzerà una carica negativa. Vale a dire che si stabilisce una forza elettrostatica di attrazione che tende a riassorbire il buco. Già a temperatura ambiente, tuttavia, un elettrone di valenza può acquistare energia sufficiente ad occupare il posto vacante nell'atomo di indio. (Possiamo anche dire che il buco acquista sufficiente energia per allontanarsi dall'atomo di indio).
Di conseguenza il buco può continuare a spostarsi nel cristallo, divenendo un buco « libero ». L'elettrone di valenza non potrà più lasciare l'atomo di indio che ha completato i suoi quattro legami covalenti ed è divenuto uno ione negativo (vedi figura a sinistra).
Poichè l'atomo di indio è in grado di *accettare* un elettrone supplementare (senza la contemporanea sparizione di un buco) diciamo che l'indio è un *accettore*.

4. Ricevitore tascabile a quattro transistor

Il ricevitore il cui schema è indicato in fig. 7.4 ha una antenna con nucleo in ferrite. Il dimensionamento dell'avvolgimento del circuito accordato d'ingresso dipende sia dalle dimensioni che dalle caratteristiche del nucleo in ferrite; esso deve essere determinato sperimentalmente.

Si consiglia quindi di avvolgere in un primo tempo il nucleo in ferrite con comune filo di rame smaltato onde stabilire, tenendo conto del condensatore di accordo C_1 il numero di spire necessario per coprire la gamma di frequenze desiderate. Questo numero si aggira tra le 80 e le 120 spire. Terminata questa operazione si potrà riavvolgere il nucleo con filo litz. Il punto in cui il diodo deve essere collegato alla bobina, deve trovarsi a circa 1/10 della lunghezza totale dell'avvolgimento a partire dal lato massa dell'avvolgimento stesso.

In luogo del condensatore di accordo C_1 si possono inserire, mediante un interruttore, uno o due compensatori (con o senza il condensatore fisso in parallelo) che possono essere usati per la ricerca delle stazioni. Il controllo di volume è ottenuto mediante la resistenza variabile R_1. Il potenziometro R_7, serve per ricercare, per tentativi, il miglior punto di lavoro del transistor finale, e deve essere regolato definitivamente in fase di messa a punto del ricevitore.

Per l'ascolto si usa una cuffia (o auricolare) con una impedenza di 2000 Ω.

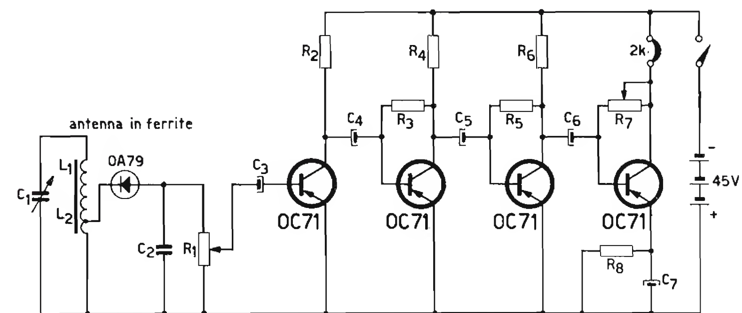


Fig. 7.4 - Schema elettrico del ricevitore a 4 transistor

R_1 = 47 kΩ	C_1 = 100 pF
R_2 = 5.600 Ω	C_2 = 820 pF
R_3 = 220 kΩ	C_3 = 5 μF
R_4 = 3.900 Ω	C_4 = 5 μF
R_5 = 120 kΩ	C_5 = 5 μF
R_6 = 2.200 Ω	C_6 = 5 μF
R_7 = 120 kΩ	C_7 = 8 μF
R_8 = 470 Ω	

5. Ricevitore a 5 transistor alimentato con 3 V

Questo studio si propone di realizzare un ricevitore a 5 transistor impiegando per l'alta frequenza i transistor a lega diffusa.
La tensione di batteria è stata fissata a 3 V per i seguenti motivi:

1) L'esiguo costo delle pile che alimentano il ricevitore, ed il conseguente notevole risparmio nella spesa di esercizio, essendo la maggior corrente erogata largamente compensata dalla maggior capacità delle batterie stesse.

2) Le prestazioni dei transistor impiegati a 3 V sono paragonabili a quelle che si ottengono con 6 o 9 V di batteria.

5.1 Sezione di alta frequenza

Il carico in corrente continua dello stadio rivelatore (potenziometro di volume) è stato scelto di 5000 Ω, valore normalmente impiegato nei ricevitori a transistor.
In assenza di segnale il diodo rivelatore è polarizzato nel senso della conduzione con una tensione fra anodo a catodo di circa 80 mV. Tale tensione giunge al catodo del diodo attraverso il circuito del controllo automatico di sensibilità, che fa parte del partitore di base del transistor amplificatore di media frequenza (fig. 7.5a).
Il carico che lo stadio rivelatore impone al trasformatore di media frequenza, quando il diodo è polarizzato nel modo anzidetto, e per segnali molto deboli, è di circa 5000 Ω. (Equivalente ad un rendimento di rivelazione del 50%).

N.B. - Per semplificare i calcoli, considereremo le conduttanze.

$$g_{riv} = 2\,\eta\,g_L \text{ in cui } g_L = \frac{1}{r_L} = \frac{1}{5000} = 2 \cdot 10^{-4}\,S$$

ed essendo: $\eta = 0{,}5$

otterremo: $g_{riv} = 2 \cdot 10^{-4}\,S$ cioè 5000 Ω.

5.2 Stabilità - (Per le oscillazioni in media frequenza)

Parametri medi del transistor AF 117 a 470 kHz (fig. 7.5c).

$$V_{ce} = 1{,}5\text{ V} \qquad I_c = 2\text{ mA}$$

$g_{ie} = 0{,}64 \cdot 10^{-3}\,S$
$g_{oe} = 4{,}1 \cdot 10^{-6}\,S$
$y_{re} = \omega\,C_{re}$
$y_{fe} = 65 \cdot 10^{-3}\,S$ (g_m)
$C_{re} = 4{,}3 \cdot 10^{-12}\,F$ *(massimo)*
$C_{re} = 2{,}7 \cdot 10^{-12}\,F$ *(medio)*.

Si considera per il fattore di stabilità S, un minimo di $S = 4$.

Quando si raggiunge il limite di autooscillazione il prodotto delle conduttanze d'ingresso g_i e d'uscita g_o è uguale a:

$$g_i \cdot g_o = \frac{\omega\,g_m\,C_r}{2}$$ ove C_r è la capacità di reazione.

Per un grado di stabilità $S = 4$ occorre che sia $g_i\,g_o = 2\,\omega\,g_m\,C_r$.
La $f_i = 470$ kHz e $\omega = 2{,}95 \cdot 10^6$ Hz.

5.3 Determinazione della massima capacità di reazione

La capacità C_{re} nella dispersione delle caratteristiche può variare da un valore medio di 2,7 pF ad un valore massimo di 4,3 pF.
Poichè lo stadio verrà neutralizzato per il transistor nominale, otterremo per i transistor estremi una capacità di reazione residua di 4,3 pF — 2,7 pF = 1,6 pF.
Si suppone che il condensatore di neutralizzazione abbia la tolleranza del ± 10% per cui bisognerà aggiungere il 10% della capacità nominale, neutralizzata, cioè 0,27 pF, che darà un totale di 1,87 pF.
Di conseguenza per $C_r = 1{,}87$ pF si avrà:

$$g_i\,g_o = 2\,\omega\,g_m\,C_r = 720 \cdot 10^{-9}\,S.$$

5.4 Scelta del trasformatore di media frequenza

Si è adottato il supporto NEOSID F 12 × 12 × 15 di facile reperibilità e di conseguenza di impiego molto diffuso.

Avvolgendo 270 spire (suddivise nelle due gole) di filo litz, senza copertura in seta, da 8 capi di ∅ 0,04 mm si è ottenuto un $Q_o = 145$ con una capacità di accordo per 470 kHz di 120 pF.
La conduttanza dinamica di tale bobina sarà:

$$gd = \frac{\omega C}{Q_o} = 2{,}44 \cdot 10^{-6}\, S.$$

Stabilito un carico di 20 kΩ al collettore ed un rapporto $\frac{Q\ carico}{Q_o} = 0{,}5$ otterremo per il collettore una presa a 0,31 ($= n_1$).

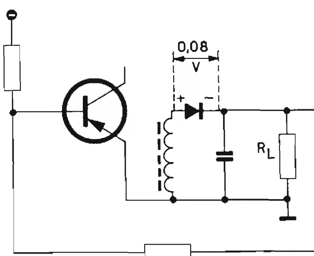


Fig. 7.5a. Particolare (in c.c.) del sistema del C.A.S. e del rivelatore.

Il carico del collettore (= 20 kΩ) è composto dalla resistenza d'uscita del transistor $1/g_{oe}$, dalla resistenza dinamica (R_d) della bobina, riferita alla presa, e dal carico del diodo pure riferito alla presa del collettore, cioè:

$$g_o = 0{,}5 \cdot 10^{-4} = g_{oe} + \frac{g_d}{n_1^2} + \frac{g_{riv}\, n_2^2}{n_1^2}$$

dalla quale si ottiene $n_2 = 0{,}1$.

La seconda media potrà essere così costruita:

primario: 270 spire con presa a 83 spire (per il collettore),
secondario: 27 spire.

5.5 Neutralizzazione

Useremo un condensatore di reutralizzazione dieci volte superiore alla capacità di reazione, cioè 18 pF.

Occorrerà quindi portare in base 1/10 della tensione di collettore, quindi dovremo fare una presa a 9 spire in modo che la tensione risulti in opposizione di fase con quella di collettore.
Quindi i dati definitivi saranno per la seconda media:

primario:	0	83	92	270	filo litz 8 × 0,04,
secondario:	0	27			filo 0,10 SM/SE.

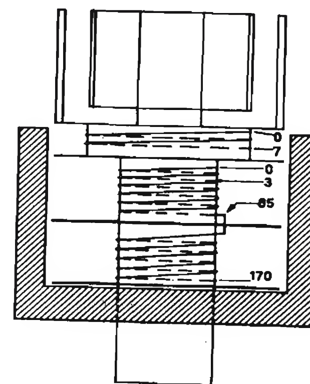


Fig. 7.5b. Bobina dell'oscillatore. Supporto Neosid F. 12 × 12 × 15 (con coppetta e schermo). Il primario è avvolto con filo da 8 × 0,04 SM. Il secondario (reazione) è avvolto con filo da 0,10 SM/SE. La capacità massima del variabile è 80 pF. Gamma coperta 520 - 1620 kHz.

L'inizio del primario sarà avvolto contemporaneamente all'inizio del secondario (ossia in bifilare).
In una gola saranno avvolte 110 spire del primario ed il secondario, nell'altra gola le restanti 160 spire del primario.

5.6 Iª media frequenza

Riferendoci a quanto detto nel paragrafo 5-3, il prodotto $g_i\, g_o$ deve essere uguale o maggiore di $720 \cdot 10^{-9}\, S$.
Definito il valore di g_o (paragrafo 5-4) passiamo al calcolo di g_i:

$$g_i = \frac{720 \cdot 10^{-9}}{0{,}5 \cdot 10^{-4}} = 14{,}4 \cdot 10^{-3}\, S.$$

Per la costruzione della prima media frequenza useremo lo stesso supporto, però con l'avvolgimento composto da 160 spire di filo litz $8 \times 0{,}04$ SM ottenendo con una capacità di accordo di 470 pF un $Q_o = 120$. Essa ha una $g_d = 11{,}5 \cdot 10^{-6}\,S$.
Il carico complessivo che tale trasformatore riflette alla base del transistor AF 117 sommato alla conduttanza d'ingresso del transistor stesso deve essere pari a $14{,}4 \cdot 10^{-3}\,S$, e cioè:

$$\frac{g_{oe}\ (\text{AF 116}) + g_d}{n^2} + g_{ie}\ (\text{AF 117}) = 14{,}4 \cdot 10^{-3}\,S.$$

(Si fa notare che per la stabilità si considera l'impedenza d'ingresso del transistor in parallelo a quella riflessa in base da parte del trasformatore stesso). Quindi:

$$\frac{0{,}36 \cdot 10^{-6} + 11{,}5 \cdot 10^{-6}}{n^2} + 0{,}64 \cdot 10^{-3} = 14{,}4 \cdot 10^{-3}$$

dalla quale $n = 0{,}0294$.

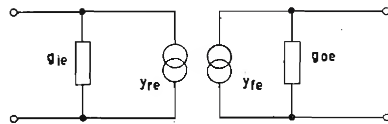


Fig. 7.5c. Schema equivalente del transistor con i parametri «y».

La prima media sarà così costruita:
Primario: 160 spire filo $8 \times 0{,}04$ (suddiviso in due gole).
Secondario: 5 spire.
Il secondario verrà avvolto sotto il primario.
Ora passiamo a calcolare il Q a carico della prima media:

$$\frac{Q}{Q_o} = \frac{g_d}{g_d + g_{oe} + n^2\, g_{ie}} =$$

$$= \frac{11{,}5 \cdot 10^{-6}}{11{,}5 \cdot 10^{-6} + 0{,}36 \cdot 10^{-6} + 0{,}86 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}64 \cdot 10^{-3}} = 0{,}93.$$

Per un transistor nominale il Q a carico sarà pertanto uguale a 110.

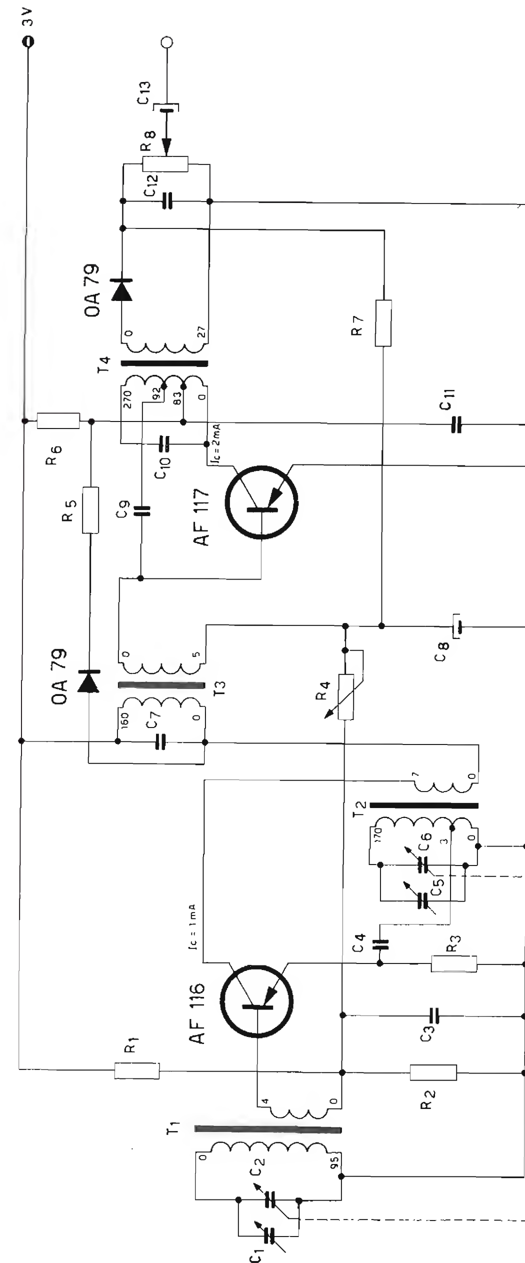


Fig. 7.5d. Schema elettrico della sezione RF e di media frequenza del ricevitore.

R_1 = 3,3 kΩ
R_2 = 1 kΩ
R_3 = 470 Ω
R_4 = 20 kΩ
R_5 = 1 kΩ
R_6 = 390 Ω
R_7 = 10 kΩ
R_8 = 5 kΩ
C_1 = max 10 pF

C_2 = 5-180 pF
C_3 = 47 nF
C_4 = 47 nF
C_5 = max 10 pF
C_6 = 5-80 pF
C_7 = 470 pF 5%
C_8 = 10 µF
C_9 = 18 pF 5%
C_{10} = 120 pF 5%

C_{11} = 47 nF
C_{12} = 47 nF
C_{13} = 5 µF

T_1 Vedi testo paragrafo 5.10
T_2 Vedi testo paragrafo 5.9
T_3 Vedi testo paragrafo 5.6
T_4 Vedi testo paragrafo 5.5

5.7 Selettività (Con transistor nominale)

II^a media	$Q = 70$	a $\pm$ 9 kHz	-9 dB +
I^a media	$Q = 110$	a $\pm$ 9 kHz	-13 dB =
Selettività totale		a $\pm$ 9 kHz	-22 dB

Per transistor estremi:

AF 117: $g_{oe} = 30 \cdot 10^{-6}$ $g_{ie} = 2{,}24 \cdot 10^{-3}$

AF 116: $g_{oe} = 9 \cdot 10^{-6}$

II^a media	$Q = 48$	a $\pm$ 9 kHz	-6 dB +
I^a media	$Q = 62$	a $\pm$ 9 kHz	-8 dB =
Selettività totale		a $\pm$ 9 kHz	-14 dB

Si può dedurre che la selettività media sarà circa -18 dB a $\pm$ 9 kHz.

5.8 Guadagni

Per i transistor nominali consideriamo i seguenti parametri:

AF 117 $g_m = 65 \cdot 10^{-3} S$,
$g_o = 0{,}6 \cdot 10^{-4} S$,
$g_{ie} = 0{,}64 \cdot 10^{-3} S$.

Il guadagno di tensione sarà $A_v = \dfrac{g_m}{g_o} = \dfrac{V_{coll.}}{V_{base}}$,

cioè $A_v = \dfrac{65 \cdot 10^{-3}}{0{,}5 \cdot 10^{-4}} = 1300.$

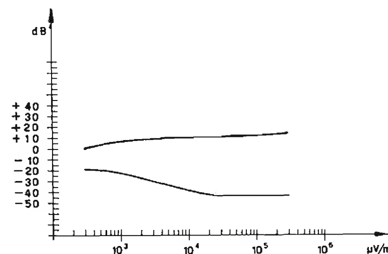


Fig. 7.5e. Curva caratteristica del C.A.S. e rapporto segnale/disturbo $f_o = 1$ MHz; m = 30% a 1000 Hz. La misura è stata effettuata in bassa frequenza con 0 dB = 5 mW.

Il guadagno di tensione fra il secondario del trasformatore e la base sarà:

$$\frac{A_v}{n_1} \cdot n_2 = \frac{1300}{0{,}31} \cdot 0{,}1 = 420.$$

Il guadagno di potenza sarà $P_g = \dfrac{A_v^2 \cdot g_{riv}}{g_{ie}}$

$$P_g = \frac{420^2 \cdot 2 \cdot 10^{-4}}{0{,}64 \cdot 10^{-3}} = 5{,}5 \cdot 10^4 = 47 \text{ dB}.$$

Per l'AF 116: $g_m = 36 \cdot 10^{-3} S$,
$g_o = 12{,}41 \cdot 10^{-6} S$,
$g_{ie} = 0{,}4 \cdot 10^{-3} S$.

$A_v = \dfrac{36 \cdot 10^{-3}}{12{,}41 \cdot 10^{-6}} = 2900$ e fra base e base $A_v = 85$.

Il guadagno di potenza sarà:

$$\frac{85^2 \cdot 0{,}64 \cdot 10^{-3}}{0{,}4 \cdot 10^{-3}} = 1{,}15 \cdot 10^{-4} = 40 \text{ dB}.$$

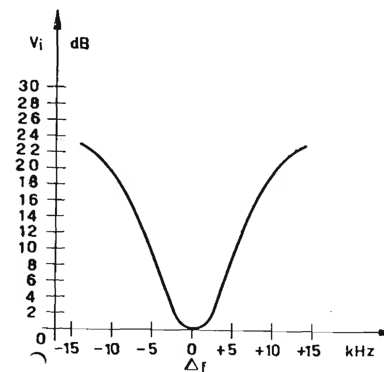


Fig. 7.5f. Curva di selettività di media frequenza, V_i per 0 dB = 3 µV (W_u = 50 mW) con m = 30% a 1000 Hz.

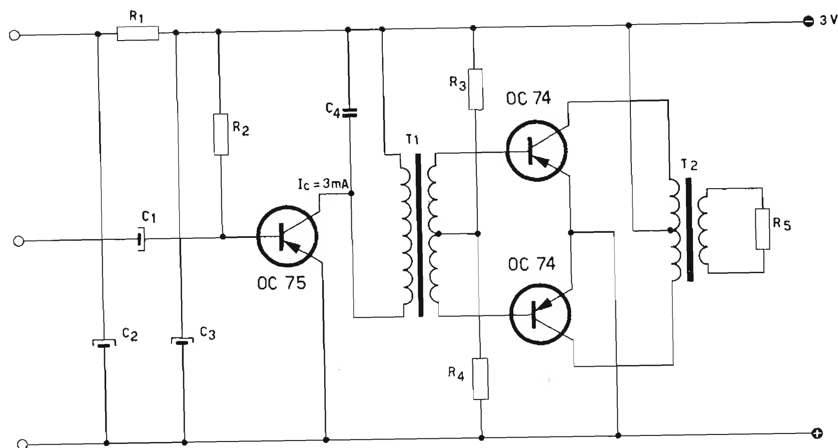


Fig. 7.5g. Schema elettrico della sezione di bassa frequenza del ricevitore.

$R_1 = 22\ \Omega$
$R_2 = 180\ k\Omega$
$R_3 = 560\ \Omega$
$R_4 = 33\ \Omega$
$R_5 = 11\ \Omega$

$C_1 = 5\ \mu F$
$C_2 = 100\ \mu F$
$C_3 = 100\ \mu F$
$C_4 = 10\ nF$

T_1 Vedi testo paragrafo 5.11
T_2 Vedi testo paragrafo 5.11

Il guadagno di potenza per i transistor nominali sarà 87 dB.
La sensibilità teorica in base del transistor convertitore per la media frequenza sarà quindi:

$$\frac{V_d}{A_{v1} \cdot A_{v2}} = \frac{0{,}030}{420 \cdot 85} = 0{,}84\ \mu V$$

riferita a 30 mV eff. di radiofrequenza applicati al diodo rivelatore.

5.9 Oscillatore

L'oscillatore (fig. 7.5b) è stato avvolto sullo stesso supporto impiegato per le medie frequenze (con coppetta e schermo).

I dati di avvolgimento sono i seguenti:

Reazione: 7 spire filo 0,10 SM/SE.

Circuito accordato: 0 - 3 - 170 suddivise in due gole, filo 8 × 0,04 SM.
La tensione oscillante è di 60 ÷ 70 mV misurati sull'emettitore dell'AF 116.

N.B. - Il condensatore variabile impiegato ha una capacità massima per l'oscillatore di 80 pF e per l'aereo di 180 pF (AC 1033).

5.10 Circuito d'aereo

Si è impiegato un nucleo in ferroxcube del tipo PDA 100/IV B.
Le spire del primario sono 95 avvolte con filo 24 × 0,04 SM/SE.
Le spire di base sono 4 dello stesso tipo di filo avvolte adiacenti al lato freddo del circuito accordato.
Il Q_o a 1 MHz è 135. Il carico riflesso sulle spire di base è di 700 Ω, valore che permette di ottenere un buon guadagno e contemporaneamente una buona cifra del rapporto segnale disturbo.

5.11 Sezione di bassa frequenza

Si richiede che l'amplificatore di bassa frequenza possa erogare una potenza di 180 mW su un carico di 11 Ω, supponendo un rendimento del trasformatore d'uscita di 0,8.
Di conseguenza la potenza al primario sarà di:

$$\frac{180}{0{,}8} = 225\ \text{mW}.$$

Il transistor OC 74 ha una tensione di ginocchio $V_{cek} \leq 0{,}6$ V, quindi il picco di tensione primaria sarà di 2,4 V.

La corrente di picco è $I_{cm} = \dfrac{2\ W_u}{V_{cm}} = \dfrac{450}{2{,}4} = 188$ mA con una conseguente resistenza di carico:

$$\frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 12{,}8\ \Omega.$$

Il rapporto di trasformazione è

$$n = \sqrt{\eta \frac{12{,}8}{11}} = 0{,}965.$$

Il trasformatore è stato avvolto su un nucleo di mumetal delle dimensioni di 16,5 × 18 mm con uno spessore del pacco di 8,5 mm.
L'avvolgimento primario avvolto in bifilare è di 2 × 120 spire di filo ∅ 0,16 mm con una resistenza di 3,5 Ω per sezione.
Il secondario è di 115 spire di filo da 0,30 con una resistenza di circa 1 Ω.

Il rendimento è $$\eta = \frac{n^2 Z_L}{n^2 (Z_L + R_S) + R_p} \simeq 0,7.$$

Per una corrente $I_{cm} = 188$ mA occorre circa una $V_{bm} = 0,4$ V ed una $I_{bm} = 2,5$ mA equivalenti ad una resistenza d'ingresso di 160 Ω.
Il partitore in base formato dalle resistenze da 560 e 33 Ω ha una resistenza equivalente di 31 Ω.
La tensione richiesta ai capi del secondario sarà:

$$V_{sec} = (R_{in} + R_{part}) \cdot I_{bm} = 0,48 \text{ V}$$

con una potenza di pilotaggio di 0,6 mW.

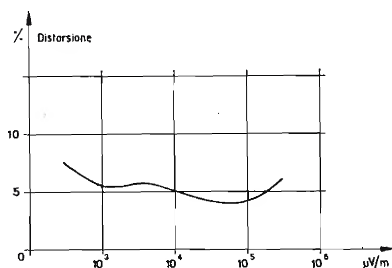


Fig. 7.5h. Distorsione totale, $f_o = 1$ MHz; m = 70% a 1000 Hz. Nella misura è compresa la distorsione di BF (2% circa) tenendo un livello di uscita costante di 5 mW su 11 Ω.

Si considera un rendimento del trasformatore pilota uguale a 0,85. La potenza al primario sarà di circa 1 mW.
Il transistor pilota OC 75, avendo una tensione di ginocchio $V_{cek} \leq 0,3$ V e considerando per una corrente $I_c = 3$ mA una caduta di tensione ai capi del primario di circa 0,2 V, potrà avere un picco massimo di tensione di 2,5 V.
Per ottenere un buon compromesso fra il rendimento del trasformatore e una discreta risposta in bassa frequenza senza usare induttanze primarie

troppo elevate, si sceglie un rapporto di trasformazione $n = 3$, che imporrà un carico al collettore del pilota di circa 2000 Ω.
Il trasformatore pilota sarà così costruito:

Nucleo in mumetal come quello d'uscita ma di spessore 5 mm.
Primario: 750 spire filo da 0,10 mm; $R = 52$ Ω.
Secondario: 2 × 250 spire (bifilare) 0,10 mm; $R = 2 \times 15$ Ω.
Il rendimento:

$$\eta = \frac{9 \cdot 191}{9\ (191 + 15) + 52} = 0,9.$$

5.12 Misure in bassa frequenza

Con un carico di 11 Ω si ottiene a 1 kHz la potenza di 205 mW con una distorsione armonica del 10% ed una tensione in base dell'OC 75 di 6,5 mV. Per una potenza di 50 mW a 1 kHz si ottiene una distorsione del 2,2%, con una tensione in base di 2,6 mV.
La banda a — 3 dB rispetto a 1 kHz a 50 mW è compresa fra 400 e 8000 Hz.

5.13 Misure in alta frequenza

La corrente di collettore del transistor AF 117 è stata regolata a circa 2 mA, equivalente a 0,8 V ai capi della resistenza di 390 Ω posta nel circuito del collettore.
Tale regolazione è stata effettuata regolando il potenziometro semifisso da 20 kΩ con l'oscillatore in funzione ed il ricevitore sintonizzato a 520 kHz (variabile tutto chiuso).
La sensibilità in base del convertitore con l'oscillatore in funzione è di 3 µV per 50 mW in bassa frequenza.
Il segnale è modulato con $m = 0,3$ a 1 kHz.
La selettività a ± 9 kHz è di 18 dB.
La banda a — 3 dB è 5 kHz.
Per la sensibilità in radio frequenza si ottiene:

kHz:	550	1000	1500
µV/m:	230	190	130

Per il rapporto S/N, la caratteristica del C.A.S. e la distorsione con il 70% di modulazione, vedere le curve di figg. 7.5e e 7.5h.

6. Ricevitore per Onde Medie a sei transistor

Descrizione del circuito

I semiconduttori impiegati sono i seguenti:

AF 116	Convertitore
2 × AF 117	Amplificatori di media frequenza
AC 126	Amplificatore BF
AC 127 - AC 132	Stadio d'uscita a simmetria complementare
OA 79	Diodo rivelatore
OA 81	Diodo per il C.A.S.

Per quanto riguarda l'alta frequenza, questo tipo di ricevitore differisce dagli altri per il controllo automatico di sensibilità ritardato. Questo allo scopo di disporre della maggior tensione possibile all'uscita del rivelatore. In bassa frequenza si è impiegato un AC 126 per pilotare lo stadio finale del tipo single-ended a simmetria complementare.

Componenti impiegati

Condensatore variabile	: Philips tipo AC 1033.
Antenna in ferrite	: PDA/100/IV B.
Medie frequenze ed oscillatore	: NEOSID F 12 × 12.

Dati costruttivi

Bobina d'aereo

Circuito accordato: 75 spire con filo da 0,10 SM/SE.
$Q_o = 100$ alla frequenza di 1 MHz (misura eseguita con la bobina montata nel ricevitore).

Secondario: 4 spire con lo stesso filo.

Oscillatore

primario : 0 - 3 - 170 spire,

secondario: 10 spire.

L'oscillatore è realizzato senza coppetta e senza schermo.



Saldatrice a temporizzatore elettronico
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

Fig. 7.6a. Schema elettrico del ricevitore a sei transistor.

INTERPRETAZIONE DEL PROCESSO DI RETTIFICAZIONE IN UN CRISTALLO *P–N*: CONDUZIONE DIRETTA ED INVERSA

Se il cristallo è costituito da una zona di germanio di tipo *P* ed una di tipo *N*, abbiamo il cosidetto *cristallo P-N*. La regione di contatto tra la *zona P* e la *zona N* è chiamata *giunzione P-N*. Un cristallo *P–N* presenta l'importante proprietà di permettere la conduzione in una sola direzione bloccandola nell'altra. Tale proprietà è sfruttata per raddrizzare correnti alternate. Per giungere ad una corretta e completa spiegazione del processo di rettificazione occorre prima procedere ad uno studio dettagliato dei fenomeni che si verificano alla giunzione *P–N*. Ne diamo perciò qui una interpretazione semplificata che nonostante la sua incompletezza è sostanzialmente esatta.

Quando la batteria è connessa al cristallo nel modo illustrato in fig. I, cioè con il terminale negativo collegato alla zona *P* e quello positivo alla zona *N*, i buchi della zona *P* si dirigono verso l'elettrodo di sinistra a potenziale negativo e gli elettroni della zona *N* verso l'elettrodo di destra a potenziale positivo; in ambedue i casi si allontanano dalla giunzione *P–N*. Questi movimenti hanno presto termine (fig. II): perchè nella zona *P* non vi sono praticamente elettroni, e perciò gli elettroni della zona *N* che si allontanano dalla giunzione non possono essere sostituiti con elettroni provenienti dalla zona contigua (*P*). Analogo discorso va fatto per i buchi la cui presenza nella zona *N* è trascurabile, per cui i buchi della zona *P* che si allontanano dalla giunzione non potranno essere sostituiti. In altre parole il cristallo non conduce in questa direzione a cui si da pertanto il nome di *senso inverso*. Se però viene invertita la connessione alla batteria (fig. III) i buchi della zona *P* e gli elettroni della zona *N* si dirigono verso la giunzione, di conseguenza in questa direzione, che viene denominata *senso diretto*, si stabilirà un flusso continuo di corrente (fig. IV). (I termini giunzione *P–N* ed *N–P* sono equivalenti e verranno usati indifferentemente).

Grazie a questa spiegazione semplificata dei processi che si verificano nel diodo a cristallo, risultano evidenti gli effetti provocati dall'inversione delle polarità della batteria ed è anche immediatamente accertabile quale dei due sensi di conduzione del diodo sia il diretto, e quale l'inverso. Appare ovvio quindi che per ottenere la conduzione diretta del diodo, il polo positivo della batteria deve essere connesso alla zona *P*.

I) *Media frequenza*

primario : 70 spire $C = 2000$ pF $Q_o = 40$,
secondario: 6 spire.

II) *Media frequenza*

primario : 0 - 89 - 140 spire $C = 407$ pF $Q_o = 80$.
secondario: 9 spire.

III) *Media frequenza*

primario : 0 - 58 - 140 spire $C = 470$ pF $Q_o = 80$.
secondario: 29 spire avvolte in bifilare col primario.

Per tutti gli avvolgimenti primari è stato impiegato il filo da 0,10 SM/SE, per i secondari 0,10 SM.
I secondari sono avvolti sotto i primari.

Componenti:

R_1 = 8,2 kΩ	R_9 = 270 Ω	R_{17} = 82 Ω
R_2 = 1 kΩ	R_{10} = 4,7 kΩ	R_{18} = 8,2 kΩ
R_3 = 33 kΩ	R_{11} = 1 kΩ	R_{19} = 1,8 kΩ
R_4 = 1 kΩ	R_{12} = 2,2 kΩ	R_{20} = 10 kΩ
R_5 = 56 kΩ	R_{13} = 330 Ω	R_{21} = 330 Ω
R_6 = 2,2 kΩ	R_{14} = 2,5 kΩ (potenziometro log.)	R_{22} = 6,8 kΩ
R_7 = 15 kΩ	R_{15} = 12 kΩ	R_{23} = 1 Ω
R_8 = 3,3 kΩ	R_{16} = 680 Ω	R_{24} = 1 Ω

C_1 = 1÷ 10 pF (compensatore)	C_{10} = 47 nF	C_{19} = 10 μF
C_2 = 4÷180 pF (variabile)	C_{11} = 47 nF	C_{20} = 10 μF
C_3 = 47 nF	C_{12} = 5 μF	C_{21} = 100 μF
C_4 = 2000 pF	C_{13} = 47 nF	C_{22} = 25 μF
C_5 = 22 nF	C_{14} = 47 nF	C_{23} = 330 pF
C_6 = 1÷ 10 pF (compensatore)	C_{15} = 47 nF	C_{24} = 10 μF
C_7 = 4÷ 80 pF (variabile)	C_{16} = 470 pF	C_{25} = 100 μF
C_8 = 47 nF	C_{17} = 470 pF	C_{26} = 47 nF
C_9 = 47 nF	C_{18} = 22 nF	Altoparlante = 15 Ω

Prestazioni ottenute

A) Sezione bassa frequenza

Misure ricavate a 1000 Hz.
Si ottengono 50 mW su un carico di 15 Ω con 9,5 mV in base all'AC 126.
Per una distorsione totale del 10% si ottiene una potenza d'uscita di 180 mW con 19 mV in base dell'AC 126.
La banda passante a — 3 dB riferita a 1000 Hz (50 mW) va da 280 a 4700 Hz (vedi fig. 7.6b).
Per la distorsione in funzione della potenza vedere la fig. 7.6c.

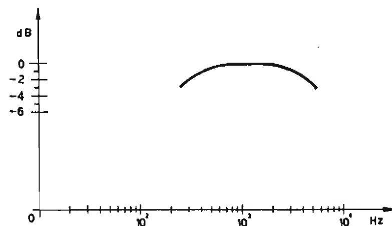


Fig. 7.6b. Curva di risposta misurata a 50 mW.

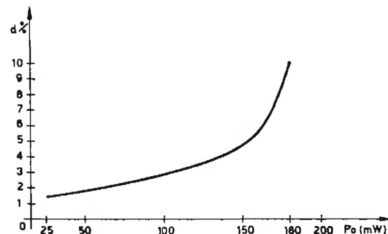


Fig. 7.6c. Distorsione armonica alla frequenza di 1000 Hz.

B) Sezione a radio frequenza

Si ottengono 50 mW di BF entrando in base dell'AF 116 con un segnale di 1,5 μV modulato al 30% con 400 Hz. La selettività della media frequenza (470 kHz) a ± 9 kHz è di 22 dB (vedi fig. 7.6d).

La sensibilità in antenna è:

f (kHz)	550	1000	1550
μV/m	250	100	80.

Per il rapporto S/N e il C.A.S. vedere fig. 7.6e.

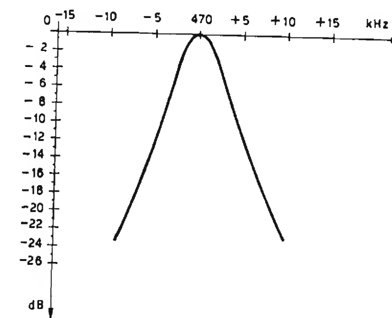


Fig. 7.6d. Curva di selettività di media frequenza.

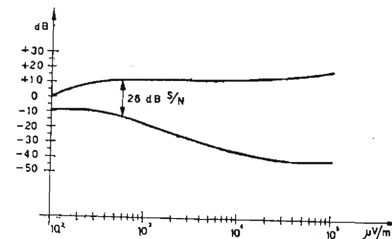


Fig. 7.6e. Curva caratteristica del CAS e del rapporto segnale/disturbo (S/N) alla frequenza di 1 MHz (m = 30% 400 Hz).

7. Ricevitore per Onde Medie a sette transistor

Descrizione del circuito

Sono stati impiegati i seguenti semiconduttori:

AF 116	Convertitore
2 × AF 117	Media frequenza
2 × OC 71	Amplificatore BF
AC 127 - AC 132	Stadio d'uscita a simmetria complementare
OA 79	Diodo rivelatore
OA 81	diodo smorzatore.

Il circuito è del tipo usuale per quanto riguarda la sezione ad alta frequenza. Per la sezione di bassa frequenza sono impiegati due OC 71 dei quali uno serve come preamplificatore e l'altro come pilota per lo stadio a simmetria complementare.
Quest'ultimo è del tipo single-ended con i transistor AC 127 ed AC 132.
E' previsto l'uso di un diodo smorzatore per migliorare il C.A.S. per segnali molto forti.

Caratteristiche dei componenti impiegati

Condensatore variabile	: Philips tipo AC 1033.
Antenna in ferrite	: PDA/100/IV B.
Medie frequenze ed oscillatore	: NEOSID F 12 × 12.
Impedenza dell'altoparlante	: 10 Ω.

Dati costruttivi dei componenti

Bobina d'aereo

Circuito accordato: 75 spire filo 0,10 SM/SE.
$Q_o = 100$ a 1 MHz (questa misura è stata eseguita con la bobina montata nel ricevitore).

Secondario: 4 spire stesso filo.



Fase di montaggio di transistor per alta frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

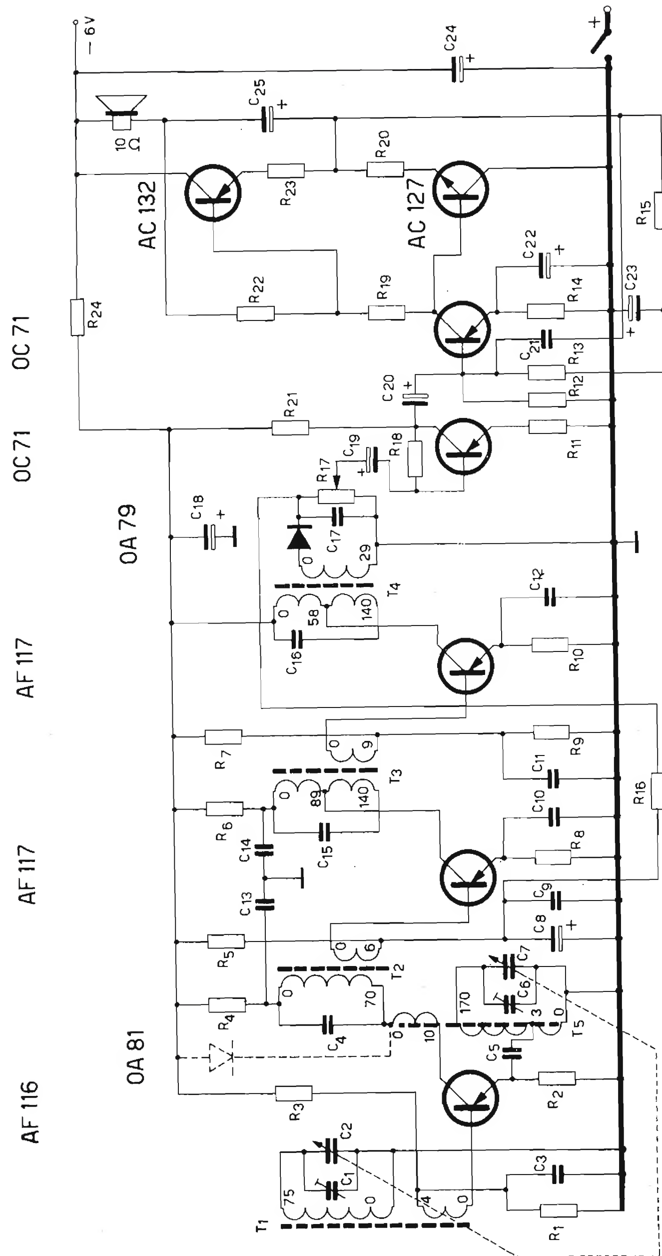


Fig. 7.7a. Schema elettrico del ricevitore a sette transistor.

Oscillatore

primario : 0 - 3 - 170 spire,
secondario: 10 spire.
L'oscillatore è stato realizzato senza coppetta e senza schermo.

I) Media frequenza

primario : 70 spire $C = 2000$ pF $Q_o = 40$,
secondario: 6 spire.

II) Media frequenza

primario : 0 - 89 - 140 spire $C = 470$ pF
$Q_o = 80$,
secondario: 9 spire.

III) Media frequenza

primario : 0 - 58 - 140 spire $C = 470$ pF
$Q_o = 80$,
secondario: 29 spire avvolte in bifilare col primario.
Il filo impiegato per tutti gli avvolgimenti è 0,10 SM/SE.

Componenti:

R_1 = 8,2 kΩ	R_9 = 4,7 kΩ	R_{17} = 2,5 kΩ (potenziometro log.)
R_2 = 1 kΩ	R_{10} = 1 kΩ	R_{18} = 220 kΩ
R_3 = 33 kΩ	R_{11} = 15 Ω	R_{19} = 33 Ω
R_4 = 1 kΩ	R_{12} = 1,8 kΩ	R_{20} = 2,2 Ω
R_5 = 82 kΩ	R_{13} = 3,9 kΩ	R_{21} = 2,2 kΩ
R_6 = 2,2 kΩ	R_{14} = 68 Ω	R_{22} = 330 Ω
R_7 = 15 kΩ	R_{15} = 1,5 kΩ	R_{23} = 2,2 Ω
R_8 = 560 Ω	R_{16} = 4,7 kΩ	R_{24} = 82 Ω

C_1 = 1÷ 10 pF (compensatore)	C_{10} = 47 nF	C_{19} = 10 µF
C_2 = 4÷180 pF (variabile)	C_{11} = 47 nF	C_{20} = 10 µF
C_3 = 47 nF	C_{12} = 47 nF	C_{21} = 1 nF
C_4 = 2000 pF	C_{13} = 47 nF	C_{22} = 100 µF
C_5 = 22 nF	C_{14} = 47 nF	C_{23} = 10 µF
C_6 = 1÷ 10 pF (compensatore)	C_{15} = 470 pF	C_{24} = 100 µF
C_7 = 4÷ 80 pF (variabile)	C_{16} = 470 pF	C_{25} = 100 µF
C_8 = 5 µF	C_{17} = 22 nF	
C_9 = 47 nF	C_{18} = 100 µF	Altoparlante = 10 Ω

Prestazioni ottenute

A) Sezione bassa frequenza

Si ottengono 50 mW su un carico di 10 Ω a 1000 Hz con 2,7 mV in base del primo OC 71.
Per una distorsione totale del 10% la potenza d'uscita sale a 220 mW con 7 mV in base del preamplificatore.
L'impedenza d'ingresso della sezione di bassa frequenza è di circa 3000 Ω.
La banda passante a — 3 dB riferita a 1000 Hz (50 mW) è compresa fra 240 e 5500 Hz (vedi figg. 7.7b e 7.7c).

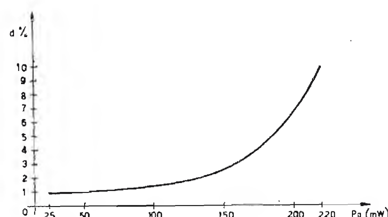


Fig. 7.7b. Distorsione armonica a 1000 Hz.

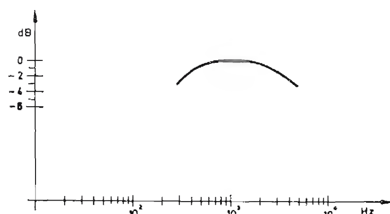


Fig. 7.7c. Curva di risposta misurata a 50 mW.

B) Sezione a radio frequenza

Entrando in base dell'AF 116 con un segnale di 0,5 µV modulato al 30% con 400 Hz si ottengono 50 mW sul carico di BF.
La selettività ± 9 kHz è di 22 dB (fig. 7.7d).

f(kHz)	550	1000	1550
µV/m	60	30	20.

Per il rapporto S/N e il C.A.S. vedere fig. 7.7e.

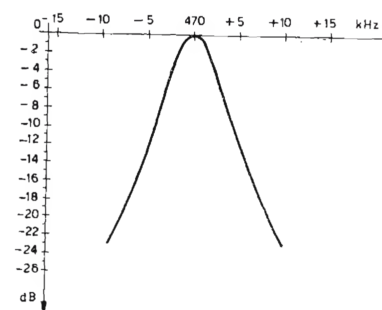


Fig. 7.7d. Curva di selettività di media frequenza (misura effettuata con uscita costante).

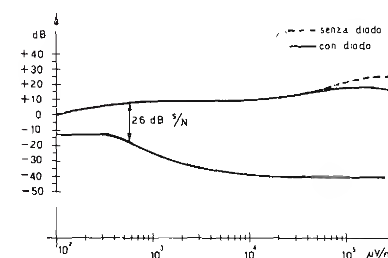


Fig. 7.7e. Curva caratteristica del CAS e rapporto segnale/disturbo (S/N) alla frequenza di 1 MHz (m = 30% a 400 Hz).

8. Ricevitore a M.F.

I circuiti di fig. 7.8b e 7.8c illustrano rispettivamente gli stadi amplificatore RF e miscelatore; amplificatore a FI e rivelatore.
Si è pertanto omessa la parte di BF, che può perciò essere liberamente progettata.
In fig. 7.8a è poi illustrato uno schema a blocchi del complesso.
Con una tensione di batteria di 9 V, le correnti di emettitore dei transistor devono essere regolate sui seguenti valori.

Transistor RF	AF 114	$I_E = 1{,}5$ mA
Convertitore	AF 115	$I_E = 1{,}5$ mA
Transistor FI	AF 116	$I_E = 1{,}0$ mA.

NOTE

1) *Il condensatore di accordo della bobina L_6 (150 pF) è incorporato nel circuito del sintonizzatore (fig. 7.8b).*
2) *Tutti i valori di Q_L sono dati per gli smorzamenti nominali del transistor e del diodo, come indicato nei disegni dei trasformatori.*
3) *In tutti i valori di capacità dati sono escluse le capacità del transistor e degli avvolgimenti.*
4) *I rapporti di trasformazione devono essere misurati a carico.*

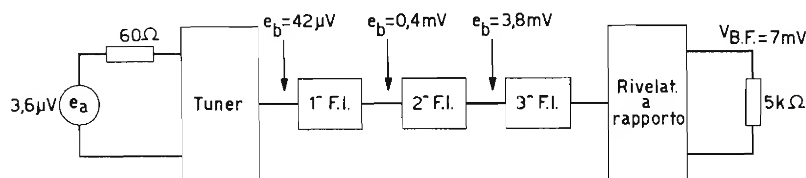


Fig. 7.8a. Schema a blocchi del ricevitore a M.F.

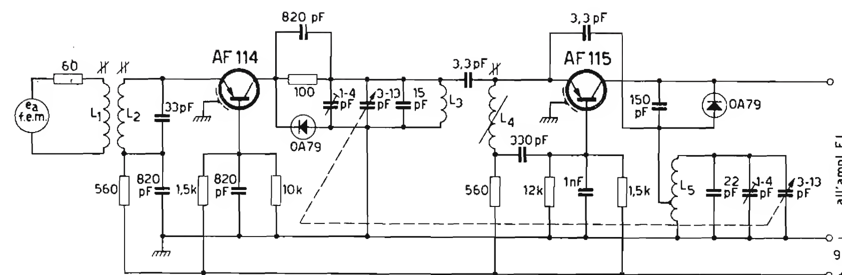


Fig. 7.8b. Schema elettrico dello stadio amplificatore RF e miscelatore

L_1 : 4½ spire avvolte tra L_2
da 0,3 mm filo di rame smaltato

L_2 : 4 spire, induttanza 0,18 μH. $Q_o = 60 - 80$
da 1 mm filo di rame smaltato
passo di avvolgimento 2 mm

L_3 : 3¼ spire, induttanza 0,086 μH. $Q_o = 200$
da 1 mm filo di rame argentato
passo di avvolgimento 2 mm

L_4 : 6 spire avvolte strettamente, induttanza 0,65 μH
da 0,5 mm filo di rame smaltato

L_5 : 2½ spire con presa a 1⅛ spire da massa, induttanza 0,062 μH. $Q_o > 200$
da 1 mm filo di rame argentato
passo di avvolgimento 2 mm

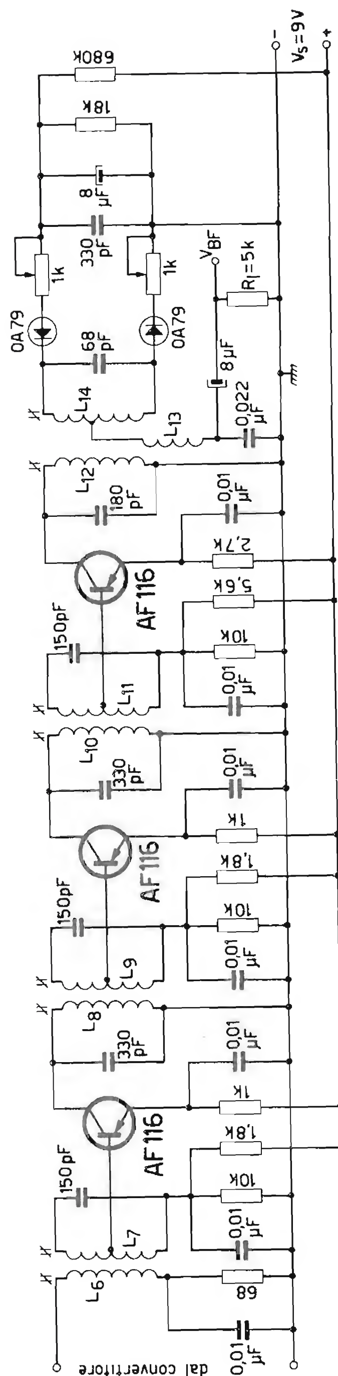


Fig. 7.8c. Schema elettrico dello stadio amplificatore a FI e rivelatore

Primo trasformatore FI

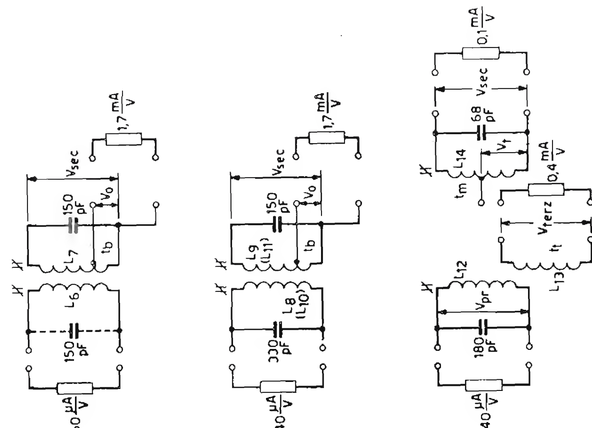
L_6	$= 1{,}4\ \mu H$	L_7	$= 1{,}4$
Q_o	≥ 120	Q_o	> 110
Q_L	$= 70$	Q_L	$= 92$
$K \cdot Q_L$	$= 1{,}25$	t_b	$= 0{,}1 \left(\frac{e_{tap}}{e_{top}}\right)$

Secondo e terzo trasformatore FI

$L = L_{10}$	$= 0{,}67\ \mu H$	$L_9 = L_{11}$	$= 1{,}4\ \mu H$
Q_o	≥ 110	Q_o	> 110
Q_L	$= 92$	Q_L	$= 92$
$K \cdot Q_L$	$= 1{,}25$	t_b	$= 0{,}1 \left(\frac{e_{tap}}{e_{top}}\right)$

Discriminatore

L_{12}	$= 1{,}2\ \mu H$	L_{14} (avvolgimento bifilare, t_m presa centrale)	$= 3{,}05\ \mu H$
$t_t\ (L_{13}) \left(= \frac{e_{terz}}{e_{top.pr}}\right)$	$= 0{,}45$		
Q_o	≥ 90	Q_o	> 90
		$K \cdot Q_L$	$= 0{,}7$



9. Discriminatore per MF con limitatore

Lo schema di fig. 7.9 illustra un circuito limitatore di tensione del tipo simmetrico, accoppiato a un discriminatore. Il diodo D_1 limita la semionda positiva, e il diodo D_2 quella negativa, della tensione a RF.
I diodi esercitano la loro funzione, vale a dire iniziano a condurre, non appena la tensione a RF supera il valore di 12 V_{pp}.
L'induttanza L_2 sopprime le armoniche che altrimenti causerebbero una asimmetria nel discriminatore.

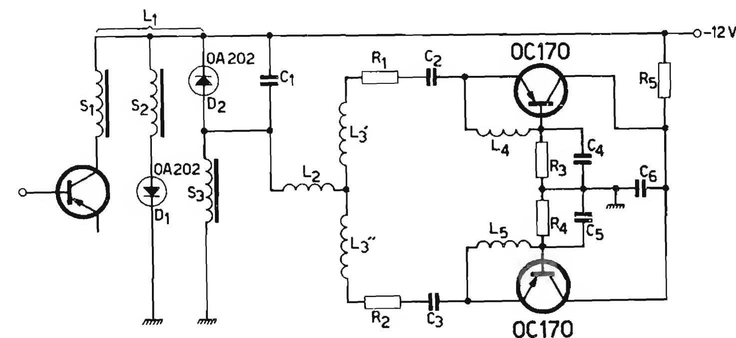


Fig. 7.9. Schema elettrico del discriminatore per M.F.

$R_1 =$	82 Ω	$C_1 =$	470 pF	L_1 : $S_1 =$	100 µH
$R_2 =$	82 Ω	$C_2 =$	220 pF	$S_2 =$	400 µH
$R_3 =$	470 Ω	$C_3 =$	390 pF	$S_3 =$	400 µH
$R_4 =$	470 Ω	$C_4 =$	33.000 pF	$L_2 =$	700 µH
$R_5 =$	470 Ω	$C_5 =$	33.000 pF	$L_{3'} =$	145 µH
		$C_6 =$	82.000 pF	$L_{3''} =$	145 µH
				$L_4 =$	1 mH
				$L_5 =$	1 mH

10. Discriminatore a rapporto

Questo discriminatore è in grado di rivelare un segnale modulato in frequenza.
Per meglio renderlo insensibile a una eventuale modulazione in ampiezza del segnale, causata da segnali di disturbo, il diodo OA79 in serie con la resistenza R_1 deve essere, della coppia, quello che ha la migliore caratteristica dinamica diretta.

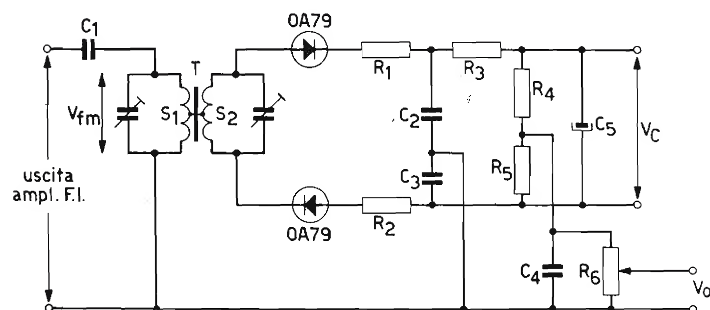


Fig. 7.10. Schema elettrico del discriminatore a rapporto

R_1 = 1.800 Ω	C_1 = 115 pF	S_1 = 7,4 μH
R_2 = 1.000 Ω	C_2 = 330 pF	S_2 = 4,4 μH
R_3 = 4.700 Ω	C_3 = 330 pF	
R_4 = 33 kΩ	C_4 = 2.700 pF	
R_5 = 33 kΩ	C_5 = 3,2 μF	
R_6 = 500 kΩ		

11. Rivelatore lineare

Una buona linearità si ottiene solo con un forte grado di reazione sull'emettitore dell'OC 80.
E' però necessario disporre, per avere una buona rivelazione, di una tensione di ingresso di 0,5 $V_{eff.}$ (1 mA).

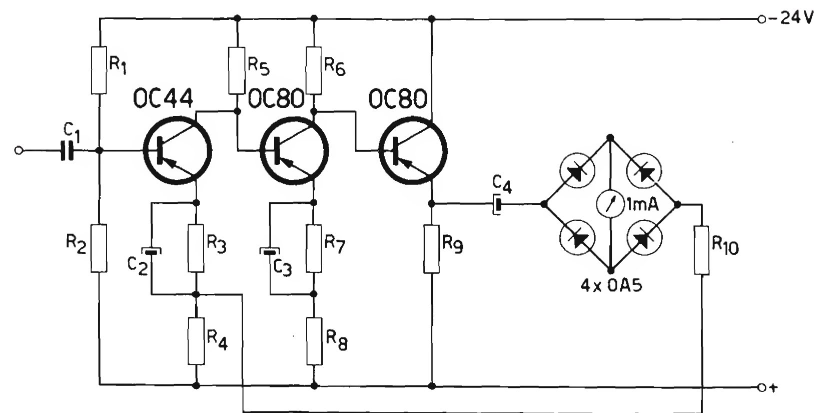
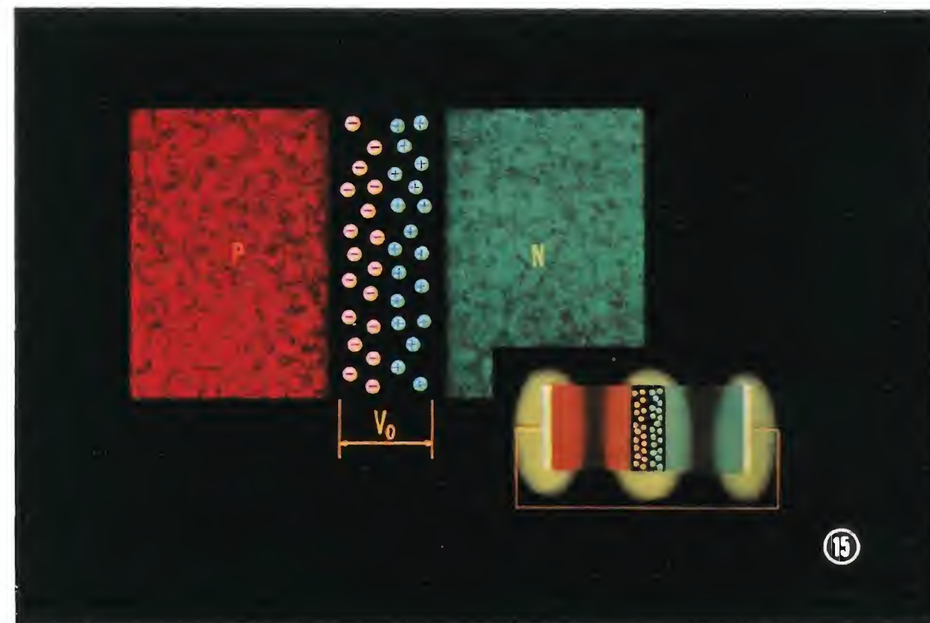


Fig. 7.11. Schema elettrico del rivelatore lineare

R_1 = 27 kΩ	R_6 = 820 Ω	C_2 = 32 μF
R_2 = 3.900 Ω	R_7 = 820 Ω	C_3 = 32 μF
R_3 = 2.700 Ω	R_8 = 39 Ω	C_4 = 64 μF
R_4 = 270 Ω	R_9 = 1.000 Ω	
R_5 = 2.700 Ω	R_{10} = 820 Ω	

12. Ricevitore per il radio-controllo di modelli

Questo ricevitore è accordato su una frequenza di 27,12 MHz. Esso è insensibile alle variazioni di temperatura e delle tensioni di batteria; ed anche a segnali forti, cioè quando l'antenna del ricevitore è vicina a quella del trasmettitore. I trasformatori di BF T_1 e T_2 sono accordati su una frequenza di 500 Hz mediante l'ausilio dei condensatori C_5 e C_8 (condensatori ceramici), i quali possono venir realizzati collegando in parallelo due condensatori da 0,01 μF, in quanto non sono disponibili condensatori ceramici piccoli del valore di 0,02 μF.
In assenza di segnale l'OC 71 finale è polarizzato all'interdizione, non circola corrente di collettore, e il relè rimane diseccitato.
Quando si applica un segnale modulato, l'OC 71 finale, che assolve anche, con la giunzione base-emettitore, la funzione di rivelatore, è portato in saturazione, e la caduta di tensione ai suoi capi è di 0,5 V; circola quindi corrente di collettore e il relè viene eccitato.
Il relè (impedenza da 300 a 500 Ω) assorbe da 11 a 18 mA e la potenza fornitagli dal transistor (da 60 a 100 mW) è sufficiente per assicurare un sicuro funzionamento.
E' evidente che usando un relè di tipo opportuno, fornito cioè di contatti necessari, si può ottenere all'arrivo del segnale sia l'apertura che la chiusura di un circuito.
Si raccomanda di modulare il segnale fornito dal trasmettitore dal 90 al 100%.



LA BARRIERA ALLA GIUNZIONE *P–N*

Le cariche che si sono diffuse nella zona *P* ed *N* si localizzano in due sottili strati a lato della giunzione *P–N* (fig. 15 in alto) e come abbiamo visto nella figura precedente tali cariche sono determinate da ioni, non neutralizzati da buchi o da elettroni liberi. Questi strati che hanno carica elettrica eguale ma di segno opposto formano il cosidetto *doppio strato elettrico*. Esternamente a tale strato le cariche positive e negative neutralizzano i loro rispettivi campi elettrici cosicchè nelle zone *P* ed *N* l'intensità del campo è nulla. Ciò è dovuto al fatto che tali zone possono essere considerate buoni conduttori, per cui l'eventuale campo elettrico in esse localizzato si annullerebbe a causa della corrente determinata. (Si consideri il comportamento di un corpo metallico caricato elettricamente, in cui, sino a che nell'interno del metallo il campo elettrico è nullo, la carica si localizza alla superficie esterna). Il doppio strato elettrico è anche noto con il nome di *barriera* a causa dell'ostacolo che il campo elettrico costituisce per una ulteriore diffusione. Il potenziale di contatto (V_0) rappresenta « l'altezza » della barriera. (Per questa ragione è talvolta citato come *tensione di barriera*). (Nella figura la larghezza della barriera è notevolmente esagerata: in realtà essa è molto più sottile in rapporto alla larghezza delle zone *P* ed *N* e quindi in figura non potrebbe essere rappresentata nelle sue corrette proporzioni). L'esistenza di un potenziale di contatto non autorizza a considerare il cristallo come un generatore di tensione. Se infatti collegassimo la zona *P* (negativa) alla zona *N* (positiva) non fluirebbe corrente (figura in basso). Lungo il circuito così formato si trovano altri punti in cui esistono potenziali di contatto, (indicati con zone luminose) che tuttavia si annullano (ammesso che tutti i punti si trovino alla stessa temperatura) essendo la loro somma algebrica eguale a zero.

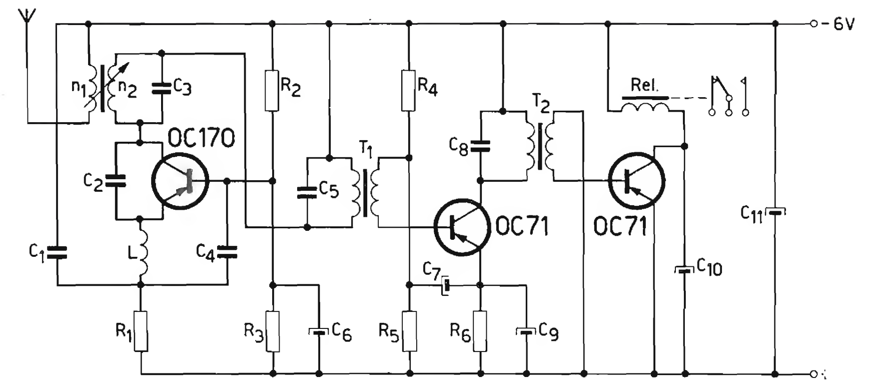


Fig. 7.12. Schema elettrico del ricevitore per il controllo radio di modelli

R_1 = 2.200 Ω
R_2 = 47 kΩ
R_3 = 3.900 Ω
R_4 = 15 kΩ
R_5 = 3.300 Ω
R_6 = 1 kΩ

n_1 = 2 o 3 spire
n_2 = 12 spire
L = choke RF
200 o 500 μH

C_1 = 1.000 pF
C_2 = 6,8 pF
C_3 = 22 pF
C_4 = 1.000 pF
C_5 = 20.000 pF
C_6 = 10 μF
C_7 = 10 μF
C_8 = 20.000 pF
C_9 = 10 μF
C_{10} = 35 o 50 μF; 12,5 V
C_{11} = 10 μF; 12,5 V

13. Ricevitore per radio controllo

In assenza del segnale ad alta frequenza il transistor finale OC 76, viene portato all'interdizione dal segnale di rumore generato dal pentodo DF 61, che viene amplificato nei due stadi successivi dai due OC 71 e quindi rettificato (giunzione base-emettitore) dal terzo OC 71, polarizzato all'interdizione. Il transistor conducendo provoca ai capi di R_8 una forte caduta di tensione, per cui la base dell'OC 76 è portata a un potenziale positivo e quindi il transistor è bloccato.
Quando è presente il segnale a RF (27,12 MHz) il pentodo viene interdetto, poichè il segnale presente sull'anodo viene riportato sulla prima griglia per mezzo del circuito accordato composto da L_1 e C_2.
Di conseguenza non vi è tensione di rumore sul filtro di alta frequenza costituito da L_3 e C_5, cosicchè il transistor finale si trova in conduzione ed il relé è eccitato.

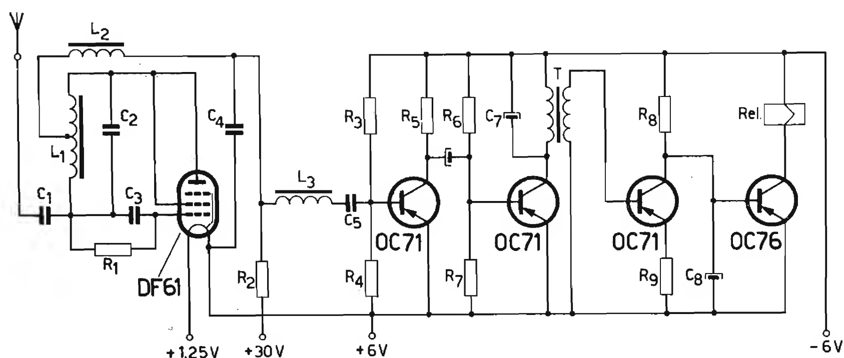


Fig. 7.13. Schema elettrico del ricevitore per radio controllo

R_1 = 2.200 kΩ	C_1 = 4 pF	L_1 = 4 spire
R_2 = 4.700 Ω	C_2 = 4 pF	L_2 = 75 spire
R_3 = 47 kΩ	C_3 = 33 pF	L_3 = 350 spire
R_4 = 1.800 Ω	C_4 = 3.000 pF	
R_5 = 2.200 Ω	C_5 = 5.000 pF	
R_6 = 33 kΩ	C_6 = 0,1 μF, 10 V	
R_7 = 5.600 Ω	C_7 = 10.000 pF, 30 V	
R_8 = 3.300 Ω	C_8 = 80 μF, 10 V	
R_9 = 15 Ω		



Carico della navicella per il processo di lega e di un transistor Philips
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

14. Unità per radio-controllo

Il circuito illustrato in fig. 7.14 è composto da un trasmettitore situato nel punto di controllo e di un ricevitore in cui il segnale generato dal trasmettitore controlla l'OC 72 finale, che a sua volta comanda il relè. Il trasmettitore è composto da una bobina, progettata con particolari criteri tecnici, che produce una scintilla ogni qual volta viene aperto o chiuso l'interruttore. Nel ricevitore, l'oscillatore bloccato converte il segnale del trasmettitore in un impulso ad onda quadra, che viene poi differenziato dal condensatore C_2, e applicato per mezzo di D_2 e D_3 alle basi dei due transistor che costituiscono il flip-flop. I successivi impulsi del trasmettitore provocano il cambiamento di stato del flip-flop il quale a sua volta fa si che il transistor finale si trovi alternativamente in conduzione o in interdizione.

Ovvero, quando il primo OC 71 del flip-flop è interdetto l'OC 72 finale conduce e fornisce quindi energia al relè. Quando invece è saturato, la base dell'OC 72 è portata a un potenziale positivo rispetto all'emettitore, e quindi il transistor si blocca con conseguente diseccitazione della bobina del relè.

Per evitare la possibilità di smorzare il flip-flop con una rapida successione di impulsi, l'oscillatore bloccato dovrà avere una costante di tempo che fornisca impulsi di grande durata.

E' possibile ottenere questo risultato calcolando il trasformatore dell'oscillatore bloccato in modo tale che abbia un'alta induttanza e una bassa resistenza. Un trasformatore con queste caratteristiche deve avere un avvolgimento primario di 1000 spire di filo di rame smaltato, con un diametro di 0,15 mm, e un avvolgimento secondario di 200 spire.

Il raggio d'azione dell'unità è di circa 10 m, usando una antenna risonante da 0,5 m; ma può essere esteso facendo uso di una antenna più lunga ed adattata.

La sensibilità può essere variata regolando convenientemente, per mezzo della resistenza variabile R_4 il potenziale di emettitore del transistor che costituisce l'oscillatore bloccato.

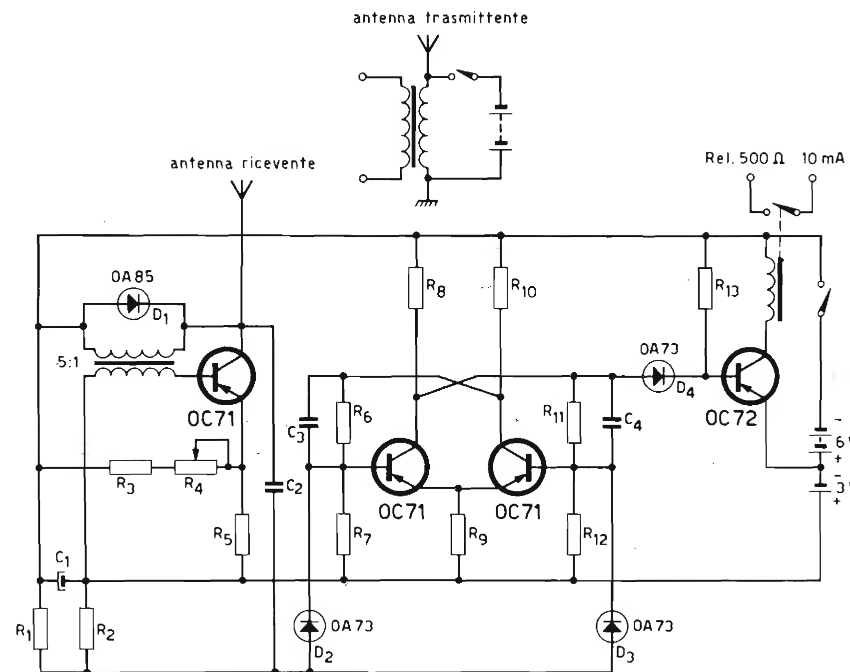


Fig. 7.14. Schema elettrico dell'unità di radio controllo

R_1	=	470 kΩ	C_1	=	100 μF
R_2	=	100 kΩ	C_2	=	470 pF
R_3	=	470 Ω	C_3	=	820 pF
R_4	=	10 kΩ	C_4	=	820 pF
R_5	=	22 Ω			
R_6	=	15 kΩ			
R_7	=	10 kΩ			
R_8	=	1.500 Ω			
R_9	=	390 Ω			
R_{10}	=	1.500 Ω			
R_{11}	=	15 kΩ			
R_{12}	=	10 kΩ			
R_{13}	=	12 kΩ			

15. Radiogoniometro, portata 80 m

La sensibilità direzionale di questo ricevitore è ottenuta avvolgendo la bobina L_1 su un nucleo di ferrite.
L'apparecchiatura è in grado di indicare la direzione da cui proviene il segnale, ma non la distanza. L'indicazione è molto netta anche a breve distanza dal trasmettitore.

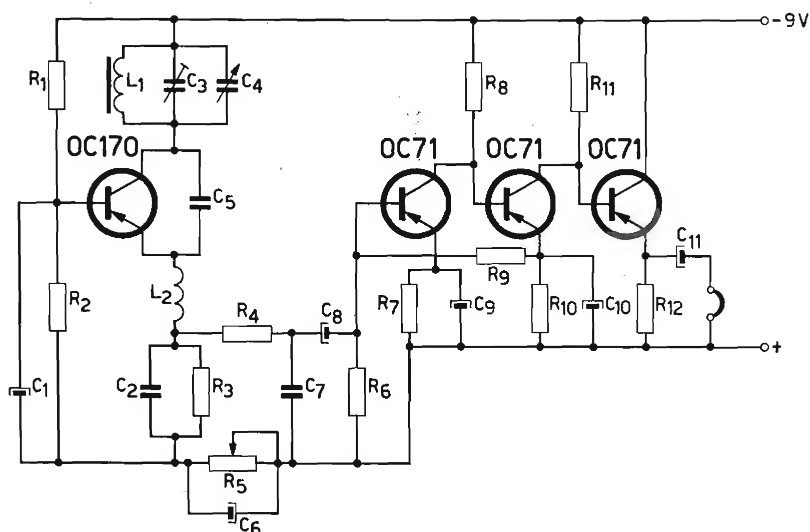


Fig. 7.15. Schema elettrico del radiogoniometro

R_1 = 10 kΩ	C_1 = 2 μF
R_2 = 10 kΩ	C_2 = 10.000 pF
R_3 = 5 kΩ	C_3 = 30 pF
R_4 = 1.000 Ω	C_4 = 10 pF
R_5 = 50 kΩ	C_5 = 330 pF
R_6 = 10 kΩ	C_6 = 2 μF
R_7 = 820 Ω	C_7 = 39.000 pF
R_8 = 4.700 Ω	C_8 = 2 μF
R_9 = 10 kΩ	C_9 = 2 μF
R_{10} = 5 kΩ	C_{10} = 2 μF
R_{11} = 4.700 Ω	L_1 = 15 spire con nucleo in ferrite 20 Ø
R_{12} = 4.700 Ω	L_2 = 1 mH



Misura della capacità di collettore di un transistor Philips
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

Preamplificatori e amplificatori

16. Preamplificatore per registratori magnetici

Entrambe le unità illustrate in figura 7.16a e 7.16b, sono progettate per amplificare un segnale fornito da una testina magnetica (60 mH).
Lo scopo principale di questo amplificatore, è l'adattamento di impedenza.
Il circuito illustrato in fig. 7.16a può essere alimentato direttamente con una tensione di 225 V, prelevata dall'alimentatore anodico usato per il rimanente dell'amplificatore. Così facendo si rende però necessario l'uso di una resistenza di carico R_6 di valore elevato e di conseguenza è anche necessaria una stabilizzazione molto efficiente.
Questo scopo è raggiunto impiegando: un partitore di tensione in base $(R_6 + R_4 + R_2, R_3)$, una resistenza di emettitore R_5 e una resistenza tra collettore e base $(R_2 + R_4)$.
Per evitare reazione negativa in presenza di segnale la resistenza R_5 è cortocircuitata agli effetti della componente alternata, per mezzo del condensatore C_3.
La curva di risposta in frequenza è lineare, entro 3 dB, fino a 10 kHz.
L'amplificatore di fig. 7.16b è invece progettato per lavorare con una tensione di alimentazione di 19 V che, volendo, può anche essere ottenuta dai 225 V dell'alimentatore per mezzo di un partitore di tensione.
La stabilizzazione è assicurata dal partitore di base e dalla resistenza di emettitore. Il condensatore elettrolitico C_1 dovrà essere di alta qualità, preferibilmente al tantalio, per evitare il formarsi di una tensione di rumore causata dalla corrente di perdita di questo condensatore.

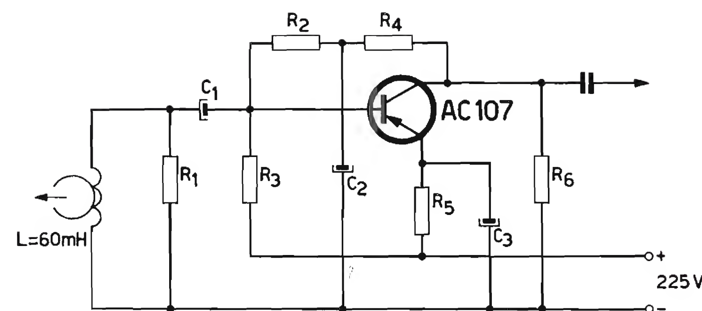


Fig. 7.16a.
Schema elettrico del preamplificatore per magnetofoni, alimentato con V_s = *250 V*

R_1 =	1 MΩ	C_1 =	10 μF/150 V
R_2 =	100 kΩ	C_2 =	10 μF/150 V
R_3 =	3,9 MΩ	C_3 =	50 μF/150 V
R_4 =	68 kΩ		
R_5 =	560 kΩ		
R_6 =	470 kΩ		

Le resistenze hanno una tolleranza del ± 10% e una dissipazione di ¼ W.

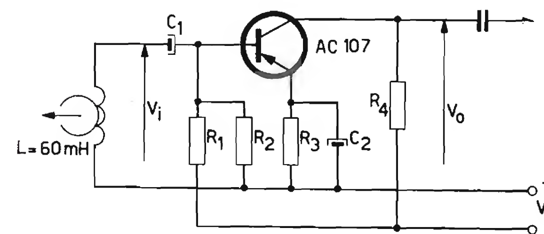


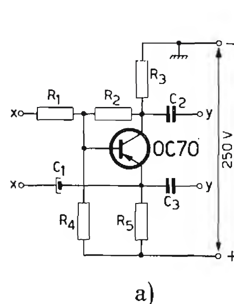
Fig. 7.16b.
Schema elettrico del preamplificatore per magnetofoni, alimentato con V_s = *19 V*

R_1 =	110 kΩ ± 5%	C_1 =	10 μF/16 V
R_2 =	22 kΩ ± 5%	C_2 =	25 μF/10 V
R_3 =	10 kΩ ± 5%		
R_4 =	39 kΩ ± 5%		

Le resistenze devono avere una dissipazione di ¼ W.

17. Preamplificatore a BF, alimentato con una tensione di 250 V

Lo stadio, che può essere alimentato con un comune alimentatore anodico, può quindi essere usato in coppia con un normale amplificatore a tubi termoionici.
Si può ottenere un guadagno in tensione che si aggira fra 300 e 500, si possono inoltre usare microfoni di bassa resistenza dinamica e fonorivelatori piezoelettrici o a riluttanza variabile.
La reazione negativa (fig. 7.17a) è derivata attraverso la resistenza collettore base R_2, ma, può essere eliminata sostituendo al posto di R_2 una serie di due resistenze uguali, ciascuna di valore uguale a 1/2 di R_2, con il loro punto in comune disaccoppiato capacitivamente a massa.
Entrambi i terminali di uscita sono però soggetti a un potenziale variabile. Cambiando la posizione della sorgente di alimentazione e della resistenza di carico R_3, come mostrato in fig. 7.17b, uno dei terminali di uscita può essere messo a massa.
Sebbene progettato per essere alimentato a 250 V, il preamplificatore ha un funzionamento soddisfacente anche nella gamma di tensioni comprese tra i 100 e i 275 V.



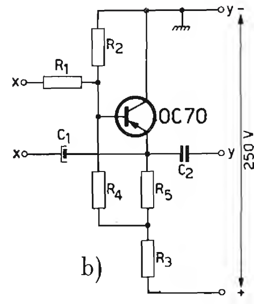


Fig. 7.17a. Schema elettrico dell'amplificatore di B.F., alimentato a 250 V con i terminali di uscita a potenziale variabile

Fig. 7.17b. Lo stesso amplificatore con un terminale di uscita a massa

R_1 = 100 Ω ± 5%	R_4 = 470 kΩ ± 5%	C_1 = 100 µF/4 V
R_2 = 100 kΩ ± 5%	R_5 = 5,6 kΩ ± 5%	C_2 = 100 kpF/125 V; poliestere
R_3 = 330 kΩ ± 5%		C_3 = 100 kpF/125 V; poliestere

Le resistenze devono avere una dissipazione di ¼ W.

18. Stadio finale in classe A, potenza di uscita 120 mW

Il circuito illustrato in fig. 7.18 è progettato per un funzionamento stabile con temperatura ambientale massima di 45 °C a cui corrisponde una temperatura alla giunzione non superiore ai 75 °C; esso può inoltre lavorare stabilmente per circa 200 ore con una temperatura ambiente fino a 55 °C a cui corrisponde una temperatura alla giunzione non superiore ai 90 °C. I dati riportati di seguito, si riferiscono ad un circuito funzionante con temperatura ambiente di 25 °C, e con una resistenza termica complessiva k_{tot} di 0,09 °C/mW.

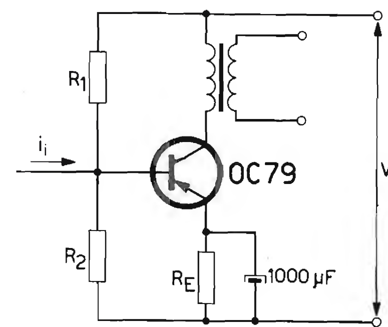


Fig. 7.18. Schema elettrico dello stadio finale in classe A, potenza di uscita 120 mW

Tensione di alimentazione	V_s	=	12 V
Corrente continua di collettore	$-I_c$	=	27 mA
Resistenza di base	R_1	=	2,7 kΩ
Resistenza di base	R_2	=	820 Ω
Resistenza di emettitore	R_E	=	82 Ω
Condensatore di emettitore	C	=	1.000 µF
Massima potenza di uscita	P_o	= max	120 mW
Impedenza di carico del collettore	R_c	=	340 Ω

Alla massima potenza di uscita:

Massimo picco di corrente di base richiesto	I_{bm}	= max	0,75 mA
Massimo picco di corrente di ingresso richiesto	I_m	= max	1,0 mA
Distorsione armonica totale	d_{tot}	=	7%

19. Stadio finale in classe A, potenza di uscita 100 mW

Il circuito illustrato in fig. 7.19, sebbene utilizzi un diverso tipo di transistor, richiede per un buon funzionamento le stesse caratteristiche ambientali del circuito precedente. I dati qui di seguito riportati si riferiscono all'impiego con temperatura ambiente di 25 °C, e resistenza termica complessiva k_{tot} di 0,09 °C/mW.

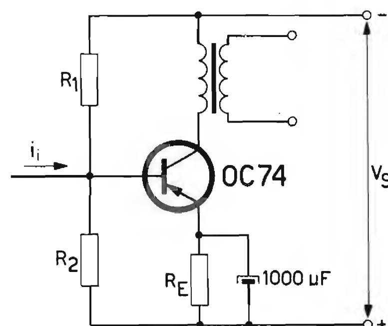


Fig. 7.19. Schema elettrico dello stadio finale in classe A, potenza di uscita 100 mW

Tensione di alimentazione	V_s	=	6	9 V
Corrente continua di collettore	$-I_c$	=	50	35 mA
Resistenza di base	R_1	=	1,2	2,2 kΩ
Resistenza di base	R_2	=	390	680 Ω
Resistenza di emettitore	R_E	=	22	47 Ω
Massima potenza di uscita	P_o	= max	100 max	100 mW
Impedenza di carico del collettore	R_c	=	87	190 Ω
Alla massima potenza di uscita:			0,85	0,50 mA
Picco di corrente d'ingresso richiesto	I_{im}	= max	1,50 max	0,95 mA
Distorsione armonica totale	d_{tot}	=	5,0	4,5%

20. Stadio finale in classe B, potenza di uscita 1 W

Lo stadio finale di fig. 7.20 è in grado di fornire una potenza di uscita di 700 o 1000 mW, a seconda se si impieghi per la sua alimentazione una tensione rispettivamente di 6 o di 9 V. E' progettato per assicurare un funzionamento continuo con temperatura ambiente fino a 45 °C, sempre che la temperatura alla giunzione non superi i 70 °C; oppure fino a 55 °C con una temperatura alla giunzione di 90 °C.
I valori sottoindicati si riferiscono ad una temperatura ambiente di 25 °C con una resistenza termica totale k_{tot} di 0,09C/mW per transistor.

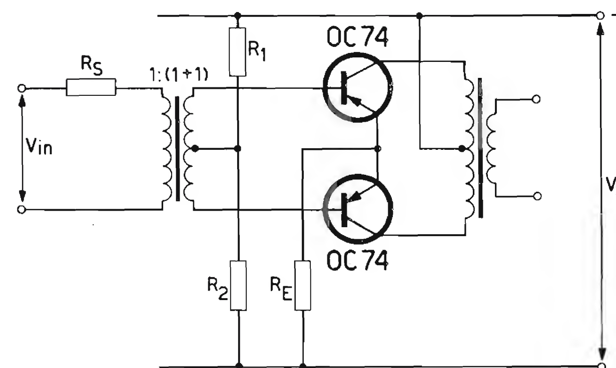


Fig. 7.20. Schema elettrico dello stadio finale in classe B, potenza di uscita 1 W

Tensione di alimentazione	V_s	=	6	9 V
Corrente di emettitore senza segnale	$I_{E1}+I_{E2}$	=	10	10 mA
Resistenza di base	R_1	=	1,0	1,5 kΩ
Resistenza di base	R_2	=	33	33 Ω
Resistenza di emettitore	R_E	=	2,2	4,7 Ω
Resistenza della sorgente	R_s	=	1,5	1,5 kΩ
Massima potenza di uscita del transistor (due transistor)	P_o	= max	0,80 max	1,25 W
Massima potenza sviluppata nel primario del trasformatore di uscita (due transistor)	P_L	= max	0,7 max	1,0 W
Impedenza di carico, collettore-collettore	R_{cc}	=	63	93 Ω
Impedenza di carico per transistor (R_{ce} = = $R_{cc}/4 + R_E$)	R_{ce}	=	18	28 Ω
Alla massima potenza di uscita:				
Corrente di picco di collettore	$-I_{cm}$	=	300	300 mA
C.C. di collettore	$-I_c$	=	95	95 mA
Picco richiesto della tensione di ingresso	V_{im}	=	6,0	7,5 V
Distorsione armonica totale	d_{tot}	=	6,0	5,5%
Con una potenza di uscita di 50 mW nel primario del trasformatore di uscita:				
Picco richiesto della tensione di ingresso	V_{im}	=	1,3	1,3 V
Distorsione armonica totale	d_{tot}	=	4,0	4,0%

21. Stadio finale in classe B, potenza di uscita da 9 a 18 W

Lo stadio illustrato in fig. 7.21 può fornire, dipendentemente dalla tensione di alimentazione, una potenza di uscita di 9,75 o di 17,9 W.
Lo stadio è progettato per assicurare un funzionamento continuo con temperatura ambiente fino a 45 °C, sempre che la temperatura alla giunzione non superi i 75 °C; o per un funzionamento stabile per un periodo di 200 ore con una temperatura ambiente fino a 55° C, quando però la temperatura massima della giunzione può arrivare fino a 100 °C. I dati di funzionamento qui riportati valgono con una temperatura ambiente di 25 °C, e una resistenza termica totale k_{tot} di 7 °C/W per transistor.

Fig. 7.21.
Schema elettrico dello stadio finale in push-pull classe B, potenza di uscita da 9 a 18 W

Tensione di alimentazione [1]	V_s	=		7		14 V
Corrente continua di collettore	$I_{c1}+I_{c2}$	=		60		60 V
Resistenza di base	R_1	=		3,9		3,9 Ω
Resistenza di base (variabile)	R_2	=	max	200	max	350 Ω
Resistenza di emettitore	R_E	=		0		0,47 Ω
Resistenza della sorgente di segnale	R_S	=		400		375 Ω
Massima potenza di uscita del transistor (per entrambi i transistor)	P_o	=	max	9,75	max	20 W
Massima potenza sviluppata nel primario del trasformatore di uscita	P_L	=	max	9,75	max	17,9 W
Impedenza di carico collettore-collettore	R_{cc}	=		9		16 Ω
Impedenza di carico (per ogni transistor)	R_{ce}	=		2,2		4,5 Ω

Alla massima potenza di uscita:

Corrente di picco di collettore	$-I_{cm}$	=		3		3 A
C.C. di collettore (per ogni transistor)	$-I_c$	=		0,95		0,95 A
Picco di corrente pilota (per ogni transistor)	I_{bm}	=	max	200	max	200 mA
Picco di tensione pilota (per ogni transistor) nominale	V_{im}	=		1,06		2,51 V
massimo	V_{im}	=	max	1,81	max	3,28 V
Distorsione armonica totale [2]	d_{tot}	=	max	9	max	10%

Con una potenza di uscita di 50 mW nel primario del trasformatore di uscita:

Picco di corrente pilota per ogni transistor nominale	I_{bm}	=		5,6		4 mA
massimo	I_{bm}	=	max	9	max	6,7 mA
Distorsione armonica totale [2]	d_{tot}	=		3		3%

---

1) La tensione di alimentazione nominale è di 7 o 14 V rispettivamente, o di 6 e 12 V rispettivamente nel caso si faccia uso di una batteria di automobili.

2) La misura della distorsione è stata effettuata con un generatore di ingresso con una impedenza di $R_S = 400\,\Omega$ (a 7 V di alimentazione) e di 375 Ω (con 14 V di alimentazione.

22. Amplificatore « single ended » da 1 W con 2 x AC 128 in classe B

Si è impiegata, come finale di questo amplificatore, la coppia di transistor 2 × AC 128 funzionante in controfase, classe B. Per il pilotaggio e la preamplificazione si impiegano due transistor OC 75. Per l'accoppiamento tra lo stadio pilota e quello finale è stato impiegato il trasformatore PK 50647, che si adatta alle esigenze del circuito.
A beneficio della distorsione e della banda passante, una rete RC provvede a fornire 7 dB di reazione negativa.
Dalle caratteristiche qui di seguito riportate, si vede come questo circuito possa essere impiegato in fonovaligie ed in ricevitori portatili; l'assorbimento totale risulta infatti relativamente basso: 165 mA per la piena potenza e 13 mA in assenza di segnale.
Il circuito risulta stabile fino a + 45 °C di temperatura ambiente con l'impiego, nello stadio finale, delle alette di raffreddamento tipo 56200.

Dimensionamento dello stadio finale

Dai dati caratteristici dell'AC 128 risulta una tensione massima di ginocchio $V_{CEK} = 0{,}5$ V per una corrente di picco $I_{cm} = 0{,}5$ A.
Da questi elementi si ricava il picco massimo di tensione disponibile per ciascun transistor, e cioè:

$$V_{cm} = \frac{V_S}{2} - V_{CEK} = 4\,\text{V}$$

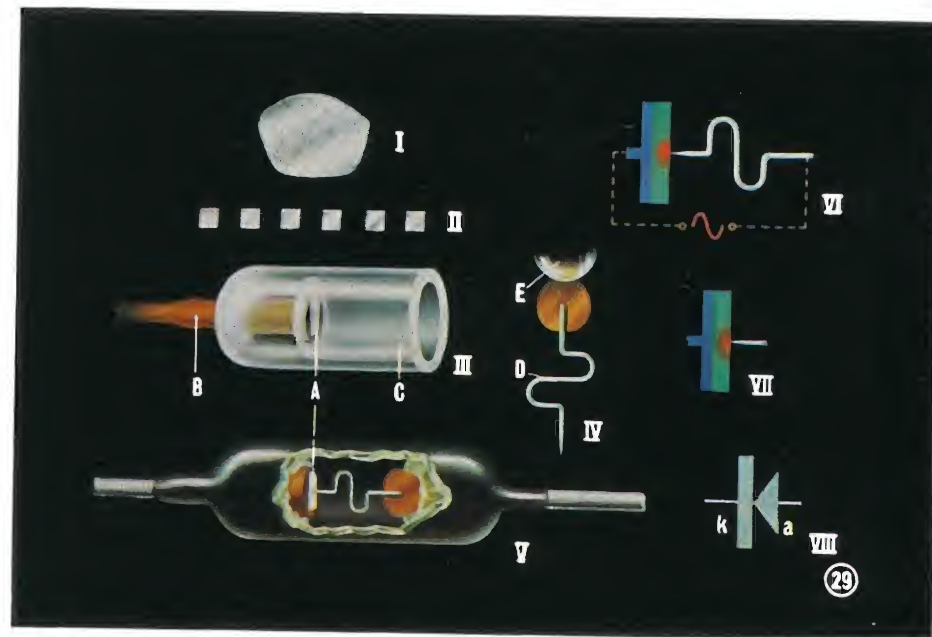
per cui il carico R_L totale risulta:

$$R_L = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 8\,\Omega$$

valore d'impedenza molto comune negli altoparlanti.

La potenza d'uscita all'inizio della saturazione risulta:

$$P_C = \frac{V_{cm}\,I_{cm}}{2} = 1\,\text{W}.$$



COSTRUZIONE DI UN DIODO A CRISTALLO A PUNTA DI CONTATTO

Si taglia un lingotto di germanio di tipo *N* in sottili fette o pastiglie (fig. I) che vengono a loro volta suddivise in piccole piastrine (dette anche wafer) (fig. II). All'estremità di una di tali piastrine viene saldato un filo di rame (*B*); il tutto viene introdotto poi in un tubetto di vetro (*C*), che viene a sua volta saldato al filo di rame, e che costituisce il contenitore del diodo.
Un altro componente del diodo a punta di contatto è il cosidetto « baffo di gatto » (punto *D* in fig. IV), generalmente di tungsteno, di cui una estremità è appuntita mentre l'altra viene saldata ad una sottile piastrina metallica fusa successivamente con un supporto di vetro (*E*). Il baffo di gatto viene introdotto nel bulbo di vetro in modo tale da esercitare una certa pressione sulla piastrina di germanio; il supporto del baffo di gatto viene poi fuso con l'estremità aperta del contenitore costituendo un tutto unico compatto e a tenuta ermetica. Successivamente viene fatta passare una corrente di intensità determinata attraverso il baffo di gatto ed il cristallo di germanio al fine di provocare la fusione tra il cristallo stesso e la punta di tungsteno in modo da assicurare una connessione resistente agli urti e alle vibrazioni. Durante tale operazione gli atomi di tungsteno si diffondono nel germanio di tipo *N*. Tali atomi costituiscono delle impurità che insieme alla avvenuta distorsione del reticolo cristallino, dovuta al riscaldamento, danno luogo alla formazione nel germanio di una zona di tipo *P*, creando così una giunzione *P–N*. In fig. VII l'area verde rappresenta la zona *N* e l'area rossa la zona *P*. La fig. VIII rappresenta il normale simbolo di un diodo (*a* = anodo, *k* = catodo). Il bulbo viene verniciato con colori opachi in modo da evitare che la luce incidente sia causa di effetti indesiderabili.



Preparazione dei palloncini di vetro per un determinato tipo di transistor
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

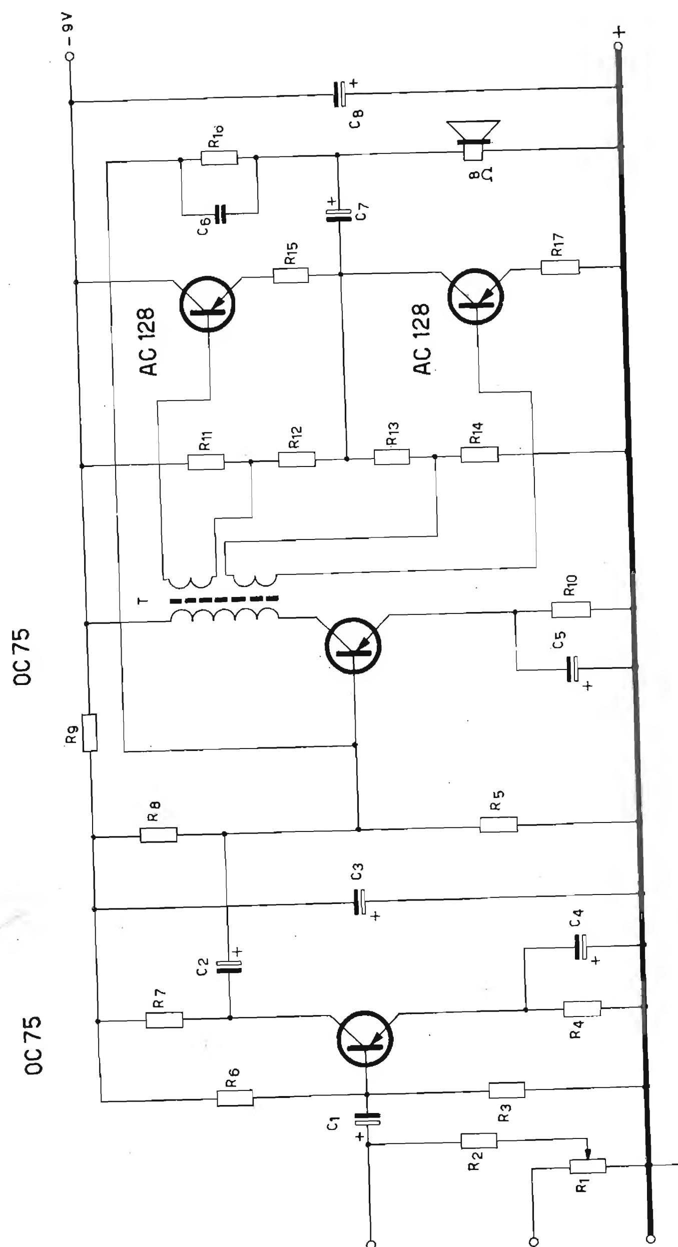


Fig. 7.22a. Schema elettrico dell'amplificatore « single ended » da 1 W.

Per una sufficiente stabilizzazione termica è necessario disporre su ogni emettitore una resistenza $R_E = 0{,}5\ \Omega$, per cui la potenza disponibile ai capi di R_L sarà:

$$P_o = \frac{V_{cm}}{R_L + R_E} \cdot \frac{V_{cm}}{2} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_E} = 0{,}89\ \mathrm{W}.$$

Stadio pilota

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche degli AC 128 risulta, che, per la corrente massima di picco $I_{cm} = V_{cm}/R_L + R_E = 0{,}47$ A occorre una $I_{BM\ max} = 8{,}6$ mA.
Il rapporto spire del trasformatore PK 50647 impiegato è $n = 1{,}9 : 1$ (rapporto fra primario e metà secondario).
Quindi il picco di corrente che deve fornire il transistor pilota sarà:

$$I_{cmp} = \frac{I_{BM}}{n} = 4{,}5\ \mathrm{mA}.$$

Per un aumento della temperatura ambiente da 25 °C a 45 °C, consideriamo una variazione ΔI_C massima della corrente di collettore di 1,45 mA.
Premesso che per la temperatura ambiente prevista, la tensione ai capi della resistenza di emettitore può essere scelta tra 1/4 e 1/2 della tensione totale di batteria, la potenza massima dissipata nel transistor pilota risulterà circa pari a:

$$P_{C\ max} = \frac{V_B}{2}\, I_{cmp} \cong 20\ \mathrm{mW}.$$

Componenti:

R_1 = 1 MΩ (potenziometro log.)	R_7 = 6,8 kΩ	R_{13} = 680 Ω
R_2 = 470 kΩ	R_8 = 15 kΩ	R_{14} = 22 Ω
R_3 = 15 kΩ	R_9 = 150 Ω	R_{15} = 0,5 Ω
R_4 = 1,5 kΩ	R_{10} = 820 Ω	R_{16} = 100 kΩ
R_5 = 18 kΩ	R_{11} = 680 Ω	R_{17} = 0,5 Ω
R_6 = 150 kΩ	R_{12} = 22 Ω	

C_1 = 10 μF	C_5 = 100 μF	Altoparlante = 8 Ω
C_2 = 10 μF	C_6 = 100 pF	
C_3 = 200 μF	C_7 = 400 μF	T = PK 50647
C_4 = 50 μF	C_8 = 200 μF	

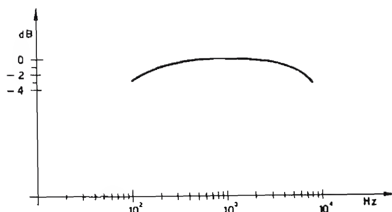


Fig. 7.22b. Curva caratteristica della distorsione lineare a 50 mW di uscita.

Essendo il $K_{j\text{-}amb} = 0{,}4\ ^0C/mW$, la temperatura massima della giunzione risulterà:

$$T_{j\ max} = K_{j\text{-}amb} \cdot P_{C\ max} + T_{amb\ max} = 53°\ \mathrm{C}$$

cui corrisponde una variazione di I_{CBO} pari a circa 13 volte.

Essendo il valore massimo di I_{CBO}, alla temperatura ambiente di 25 °C, di 12 µA, la massima I_{CBO} a $T_j = 53\ °C$, sarà di $13 \times 12 = 156$ µA, avremo perciò:

$$\Delta I_{CBO\ max} = I_{CBO\ (53°C)} - I_{CBO\ (25°C)} = 156 - 12 = 144\ \mu\mathrm{A}.$$

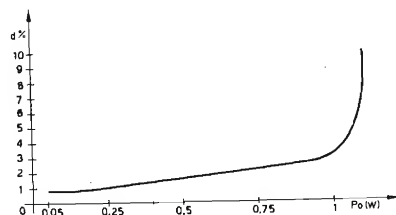


Fig. 7.22c. Distorsione armonica alla frequenza di 1000 Hz.

Il valore del fattore di stabilità S richiesto sarà pertanto pari a:

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO\ max}} \cong 10 \text{ (vedi appendice)}.$$

Scegliendo come abbiamo detto $V_E = 4$ V ed $I_{cmp} = 4{,}5$ mA risulta:

$$R_E = \frac{V_E}{I_{cmp}} = 890\ \Omega \text{ (820 } \Omega \text{ valore pratico)}.$$

La tensione totale disponibile sul collettore risulta allora (tenendo conto che la resistenza del primario è di 170 Ω):

$$V_{cmp} = V_S - V_E - I_{cmp} \cdot R_p - V_{CEK} \cong 4\ \mathrm{V}.$$

Stadio preamplificatore

La corrente del preamplificatore è stata fissata in 0,5 mA, la $R_E = 1500\ \Omega$, ed il partitore di base (con un fattore di stabilità termica S pari a circa 10) di 15 kΩ e 150 kΩ.
L'impedenza d'ingresso a 1 kHz è di circa 4500 Ω.
Con una resistenza di 470 kΩ in serie si ottiene la potenza di uscita di 1 W con $V_i = 350\ \mathrm{mV}_{eff}$.

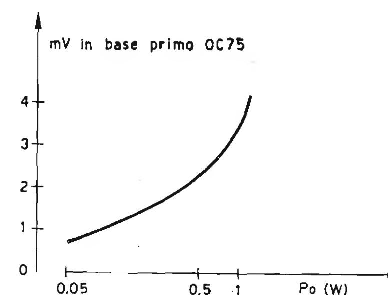


Fig. 7.22d. Curva di sovraccarico.

Appendice

Il coefficiente di stabilità S è definito dal seguente rapporto:

$$S = \beta \cdot \frac{R_B + R_E}{R_B + \beta R_E}$$

dove β = guadagno massimo di corrente nel punto di lavoro. Dall'equazione di cui sopra ed avendo fissato $R_E = 820\ \Omega$ si deduce (avendo scelto $\beta_{max} = 130$);

$$R_B = \frac{\beta_{max}\ R_E}{\beta_{max} - S} \cdot (S - 1) \cong 8\ \mathrm{k}\Omega$$

in cui R_B rappresenta il parallelo delle resistenze del partitore di base.

23. Amplificatore BF con stadio finale in controfase classe B equipaggiato con 2 x AC 128

L'amplificatore, funzionante a 9 V, utilizza per il controfase in classe B la coppia di transistor 2 × AC 128.
Due OC 71 sono impiegati nello stadio pilota e in quello di ingresso. Una rete RC collegata fra la base dello stadio pilota ed il trasformatore d'uscita, provvede a fornire 5 dB di reazione negativa.

Stadio finle

a) *Determinazione della massima potenza dissipata nei transistor finali.*

Dai dati caratteristici del transistor AC 128, risulta che la massima tensione di ginocchio V_{CEK} è di 0,5 V.
Avendo fissato la tensione di batteria V_S a 9 V, il massimo picco di tensione utile V_{cm} è di 8,5 V.
Il valore della corrente di riposo I_C è stato stabilito sperimentalmente: 4 mA per transistor, valore di poco superiore a quello previsto dai dati caratteristici. Per ottenere una maggior potenza utile è stata impiegata una resistenza di emettitore più bassa. Di conseguenza per evitare che aumenti la distorsione di « cross-over » si richiede una corrente di collettore di riposo più elevata. Con i dati su esposti, che qui riassumiamo, possiamo calcolare la massima potenza dissipata in ciascun collettore (vedi appendice A)

$V_S = 9$ V $V_{cm} = V_S - V_{CEK} = 8{,}5$ V

$I_C = 4$ mA $I_{cm} = I_{CM} - I_C = 496$ mA.

Il limite di $I_{CM} = 500$ mA è quello indicato nei dati caratteristici del transistor, per cui $P_{C\,max} = 496$ mW.
La potenza dissipata raggiunge un massimo nel caso del pilotaggio al 64% ($m = 0{,}64$).
Poichè ben difficilmente si verifica il caso in cui perduri un segnale sinusoidale a tale livello di potenza (corrispondente a 0,86 W all'uscita del transistor) il valore di $P_{C\,max}$ può essere ridotto del 10% usando un valore pratico di $P_{C\,max} = 442$ mW.

b) *Massima temperatura della giunzione*

Il limite massimo della temperatura ambiente più largamente usato è di 45 °C. Impiegando per ogni transistor una piastra di raffreddamento di 12,5 cm² e fissando su questa il transistor per mezzo dell'aletta di raffreddamento tipo 56200, la resistenza termica fra la giunzione e l'ambiente risulta (vedi dati caratteristici):

$$K_{j\text{-}amb} = 0{,}09 \text{ °C/mW}.$$

Dalla relazione

$$P_{c\,max} = \frac{T_j - T_{amb}}{K_{j\text{-}amb}},$$

si ricava:

$$T_j = K_{j\text{-}amb}\, P_{C\,max} + T_{amb} = 85 \text{ °C}.$$

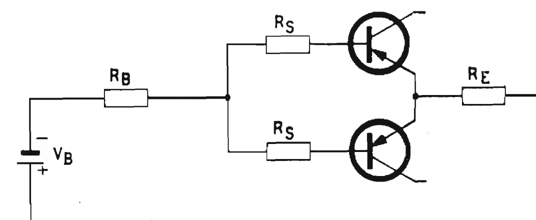


Fig. 7.23a. Circuito equivalente del partitore di base dello stadio finale.

c) *Partitore di base*

Fissando la resistenza di emettitore dello stadio controfase ($R_E = 2{,}7\,\Omega$) il partitore (33 Ω e 1800 Ω) e la resistenza (17 Ω) di ciascuna metà del secondario del trasformatore pilota, risulta, secondo il metodo di verifica descritto nell'appendice B, che il circuito è stabile fino a $T_{amb} = 45$ °C anche per i transistor di caratteristiche estreme ($h_{FE\,max}$, $-I_{CBO\,max}$, ecc.).

d) *Carico sul collettore - Potenza d'uscita*

A seguito di quanto stabilito nella sezione 2-a, cioè $V_{cm} = 8{,}5$ V e $I_{cm} = 496$ mA si calcola il carico

$$R_{CE} = \frac{V_{cm}}{I_{cm}} = 17\,\Omega.$$

La potenza d'uscita sui collettori all'inizio della saturazione è:

$$P_{cc} = \frac{V_{cm}\ I_{cm}}{2} = 2{,}11\ \text{W}.$$

Con $R_E = 2{,}7\ \Omega$, la potenza al primario del trasformatore di uscita è:

$$P_o = \frac{R_C}{R_{CE}}\ P_{cc} = 1{,}77\ \text{W}.$$

dove

$$R_C = R_{CE} - R_E = 14{,}3\ \Omega.$$

Supponendo un rendimento del trasformatore d'uscita $\eta = 80\%$:

$$P_L = \eta\ P_o = 1{,}42\ \text{W}.$$

Il rapporto di trasformazione n per $R_L = 5\ \Omega$ risulta:

$$n = \sqrt{\eta\ \frac{R_C}{R_L}} = 1{,}51.$$

In base a questi dati il trasformatore d'uscita è stato così costruito:

Nucleo : 38 × 32 mm con spessore 13 mm.

Primario : 160 + 160 spire, ∅ 0,45, avvolte in bifilare.

Secondario : 106 spire, ∅ 0,45.

$R_p = 1{,}2 + 1{,}2\ \Omega.$

$R_s = 0{,}8\ \Omega.$

Il rendimento del trasformatore sarà:

$$\eta = \frac{n^2\ R_L}{n^2\ (R_L + R_s) + R_p} = 79\%.$$

Stadio pilota

Per il dimensionamento del trasformatore pilota occorre conoscere la massima V_{SM} e la massima I_{bm} necessaria per il pilotaggio dei transistor estremi.

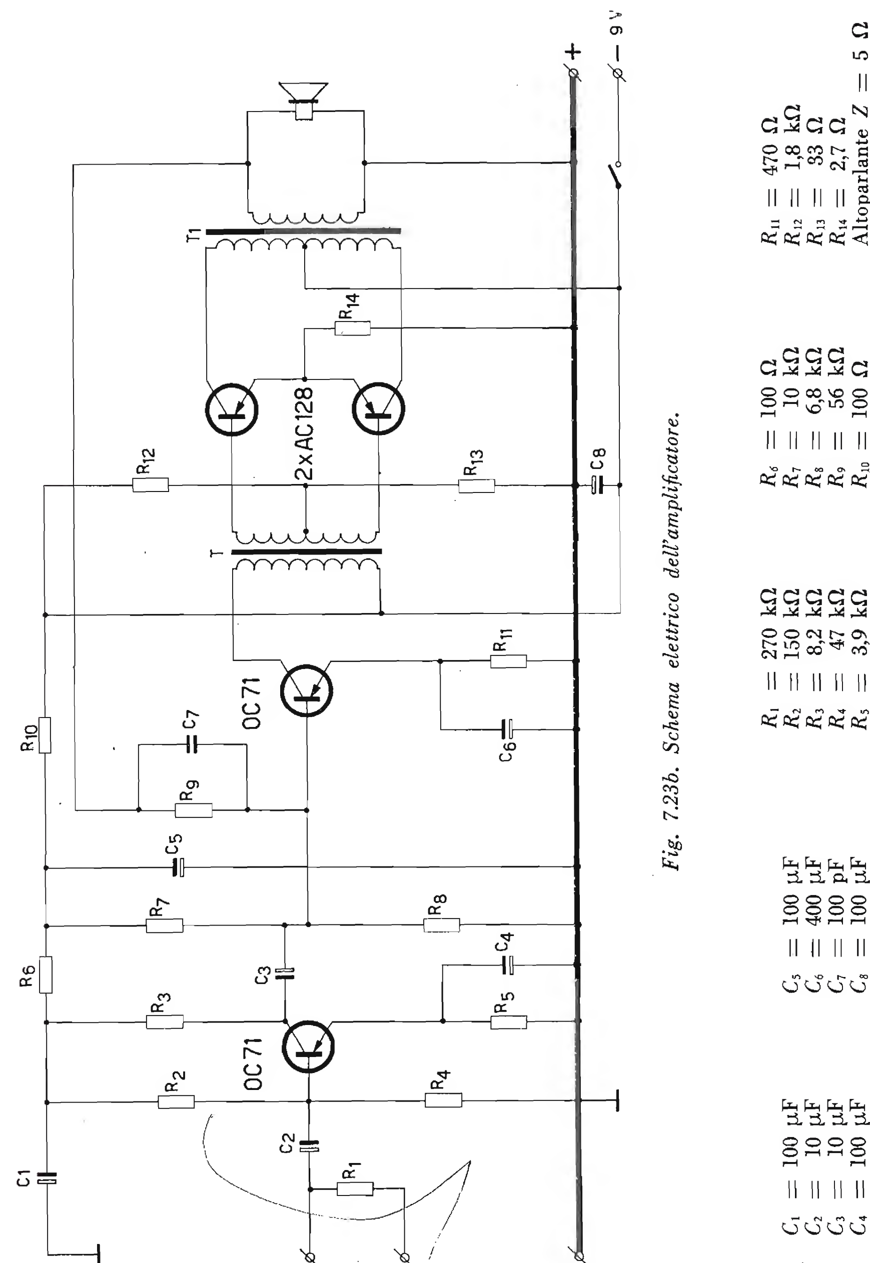


Fig. 7.23b. Schema elettrico dell'amplificatore.

$C_1 = 100\ \mu F$
$C_2 = 10\ \mu F$
$C_3 = 10\ \mu F$
$C_4 = 100\ \mu F$

$C_5 = 100\ \mu F$
$C_6 = 400\ \mu F$
$C_7 = 100\ pF$
$C_8 = 100\ \mu F$

$R_1 = 270\ k\Omega$
$R_2 = 150\ k\Omega$
$R_3 = 8{,}2\ k\Omega$
$R_4 = 47\ k\Omega$
$R_5 = 3{,}9\ k\Omega$

$R_6 = 100\ \Omega$
$R_7 = 10\ k\Omega$
$R_8 = 6{,}8\ k\Omega$
$R_9 = 56\ k\Omega$
$R_{10} = 100\ \Omega$

$R_{11} = 470\ \Omega$
$R_{12} = 1{,}8\ k\Omega$
$R_{13} = 33\ \Omega$
$R_{14} = 2{,}7\ \Omega$
Altoparlante $Z = 5\ \Omega$

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche, risulta che, per $I_{CM} = 500$ mA occorre una $I_{BM\,max} = 9{,}2$ mA ed una $V_{BEM\,max} = 550$ mV.

Quindi:

$$V_{SM\,max} = V_{BEM\,max} + I_{EM} R_E + I_{BM\,max} R_B - (V_{BE} + 2 I_E R_E + 2 I_B R_B + I_B R_s)$$

Inserendo i valori indicati, si ottiene la massima tensione di pilotaggio $V_{SM\,max} = 2{,}033$ V, tenendo presente che:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{33 \cdot 1800}{1833} = 32{,}4\,\Omega,$$

$V_{BE} = 140$ mV, $I_B = 50\,\mu$A per $I_E = 4$ mA — Per transistor nominali (in base ai dati di pubblicazione dei dati tecnici).

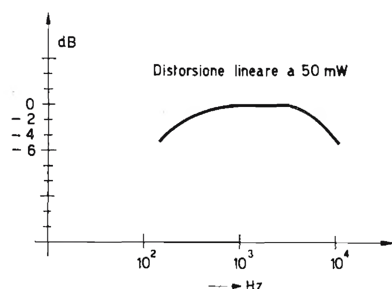


Fig. 7.23c. Curva di risposta dell'amplificatore per una potenza d'uscita 50 mW.

$R_s = 17\,\Omega$ (resistenza di una metà del secondario del trasformatore pilota).
Secondo il procedimento descritto nell'appendice C, vengono pure stabiliti i seguenti valori per il circuito del transistor pilota:

$R_E = 470\,\Omega$

$R_p < 60\,\Omega$ (resistenza del primario del trasformatore pilota)

$I_E = 6{,}1$ mA

$n = 1{,}57$ rapporto spire (primario)/(metà secondario).

Rimane pure definito il partitore di base per un fattore di stabilità $S \cong 10$.
Il trasformatore pilota viene avvolto su un nucleo uguale a quello impiegato per il trasformatore d'uscita, avvolgendo per il primario 630 spire ∅ 0,20 e 400 + spire ∅ 0,20 per il secondario (in bifilare).
Ne è risultato $R_p = 20\,\Omega$ e $R_s = 17 + 17\,\Omega$.

Preamplificatore

Lo stadio preamplificatore ha una $I_C = 0{,}5$ mA con $R_E = 3{,}9$ kΩ ed il partitore per la base formato da 47 kΩ e 150 kΩ con un fattore di stabilità termica S pari a circa 10.
L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore a 1 kHz è di 4000 Ω. Collegando in serie all'ingresso una resistenza da 270 kΩ si ottiene la potenza d'uscita di 2 W con $V_i = 550\,\text{mV}_{eff}$.

Appendice A

Durante il semiperiodo di conduzione si può esprimere, con buona approssimazione, l'andamento della tensione e della corrente per ciascun transistor con le seguenti formule:

$$\left.\begin{aligned} V_{CE} &= V_S - V_{cm}\, m\, sen\omega t \\ I_{CM} &= I_C + I_{cm}\, m\, sen\omega t \end{aligned}\right\} \quad \text{valide per } 0 < \omega t < \pi$$

dove m indica il tasso di modulazione.

Inoltre sussistono le seguenti relazioni:

$V_{cm} = V_S - V_{CEK}$,

$I_{cm} = I_{CM} - I_C$.

La potenza dissipata in ciascun collettore è:

$$P_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CE} I_{CM}\, d\,(\omega t)$$

che integrata dà:

$$P_C = \frac{V_S I_C}{2} + \frac{m}{\pi} (I_{cm} V_S - V_{cm} I_C) - \frac{m^2}{4} V_{cm} I_{cm}.$$

Il valore di P_C assume un massimo per un certo valore di m, che si ottiene uguagliando a zero la derivata dell'equazione precedente. Si ottiene quindi:

$$m_{(Pc\ max)} = \frac{2}{\pi}\left(\frac{V_s}{V_{cm}} - \frac{I_c}{I_{cm}}\right)$$

Inserendo tale valore di m nell'espressione che definisce P_c si ottiene:

$$P_{C\ max} = = \frac{V_S\ I_C}{2} + \frac{1}{\pi^2}\ \frac{I_{cm}}{V_{cm}}\ V_S^2 \times \left(1 - \frac{I_C}{I_{cm}}\ \frac{V_{cm}}{V_S}\right)^2$$

Appendice B

Per quanto riguarda la corrente continua, il circuito equivalente del partitore che polarizza le basi dei transistor finali, può essere rappresentato come nella fig. 7.23a:
La tensione a vuoto V_B del generatore equivalente risulta:

$$V_B = V_S\, R_2/(R_1 + R_2) = 162 \text{ mV}.$$

e la resistenza interna:

$$R_B = R_1\, R_2/(R_1 + R_2) = 32{,}4\ \Omega.$$

Inoltre essendo stato stabilito in 17 Ω il valore di R_s si ha:

$$V_B = V_{BE} + I_B\, R_s + 2\ I_B\, R_B + 2\, I_E\, R_E,$$

che, con i valori dati (v. fig. 7.23b) dà $V_B = 166$ mV, valore in buon accordo con quello sopra indicato.
Nel paragrafo (2) abbiamo calcolato la potenza dissipata e la conseguente temperatura della giunzione per la max T_{amb} prevista (45 °C.) Quando la modulazione scompare nell'istante in cui si verificano tali condizioni, per le quali risulta $T_{j\ max} = 85$ °C, la corrente continua che circola nel collettore di ciascun transistor non deve superare il valore di 50 mA ($= P_{C\ max}/V_S$). Infatti, se questa condizione è soddisfatta, la temperatura della giunzione tende a diminuire, con una conseguente diminuzione di I_{CBO} ed un aumento della V_{BE}.
Pertanto la verifica della stabilità può essere fatta supponendo, per assurdo, che tale valore di corrente venga raggiunto (soltanto in uno dei due transistor, per formulare la peggiore delle ipotesi) e controllando successivamente che la minima tensione di polarizzazione necessaria perchè ciò si verifichi sia superiore a quella effettiva esistente nel circuito. Se si ammette che, a causa della dispersione delle caratteristiche dei transistor, il rapporto massimo tra le correnti di collettore dei due transistor in controfase possa salire a 4 (valore difficilmente raggiungibile data la presenza nel circuito delle resistenze R_B, R_S ed R_E) si ha:

$$I_{C2} = \frac{I_{C1}}{4} = 12{,}5 \text{ mA}.$$

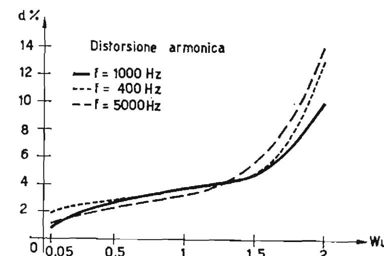


Fig. 7.23d. Distorsione armonica totale.

La stabilità termica peggiora quanto più elevato è il guadagno di corrente, quindi per T_1 supporremo $h_{FE\ max} = 175$, e poichè le coppie nella selezione vengono definite con la condizione $h_{FE1} / h_{FE2} \leq 1{,}25$ risulta $h_{FE2} = 140$.
Quindi:

$$I_{B1} + I_{CBO} = \frac{I_{C1}}{h_{FE1}} = 286\ \mu\text{A},$$

$$I_{B2} + I_{CBO} = \frac{I_{C2}}{h_{FE2}} = 80{,}3\ \mu\text{A},$$

$$\text{e } I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = 50{,}286 \text{ mA e } I_{E2} = 12{,}58 \text{ mA}.$$

Dai dati caratteristici risulta che la corrente I_{CBO} può essere al massimo 700 μA (per $T_j = 85$ °C). Tenendo presente che difficilmente si può riscontrare in un transistor contemporaneamente, sia il massimo del guadagno h_{FE} che il massimo valore di I_{CBO}, ne risulta che la scelta di tali valori,

per la verifica analitica della stabilità termica, va a vantaggio della sicurezza di funzionamento del circuito stesso. Risulta pertanto:

$$I_{B1} = 286 - 700 = -414 \, \mu A,$$

$$I_{B2} = 80 - 700 = -620 \, \mu A.$$

La diminuzione della V_{BE} per effetto della temperatura è di 2,3 mV per grado °C a partire da $T_{amb} = 25$ °C.
Partendo dalla $V_{BE\,min}$ (per $I_C = 50$ mA) si ottiene:

$$V_{BE(Tj=85°C)} = V_{BE\,min} - 2{,}3 \; (T_j - T_{amb}) = 185 - 2{,}3 \; (85 - 25) = 47 \text{ mV}.$$

Perchè la corrente non aumenti ulteriormente, cioè perchè sia verificata la stabilità dello stadio finale, dovrà sussistere la disuguaglianza:

$$V_B \leq V_{BE\;(Tj\,max)} + (I_{E1} + I_{E2}) \, R_E + R_B \; (I_{B1} + I_{B2})_{(Tj\,max)} + I_{B1(Tj\,max)} \, R_s.$$

L'espressione a secondo membro vale:

$$47 + 62{,}866 \times 2{,}7 - 32{,}4 \times 1{,}034 - 0{,}414 \times 17 = 190{,}5 \text{ mV}.$$

Poichè V_B precedentemente calcolato è circa 166 mV risulta che, nelle circostanze più sfavorevoli con $T_{amb} \leq 45$ °C, la stabilità termica è assicurata.

Appendice C

Le caratteristiche del trasformatore pilota dipendono sia dalla potenza richiesta dallo stadio finale, che dalla scelta del punto di lavoro del transistor che lo precede.
Le condizioni che devono essere simultaneamente soddisfatte sono le seguenti:

$$n = \frac{\eta \; [(V_S - V_{CEK}) - A \; (I_E R_E + I_C R_p)]}{V_{SM\,max}}$$

$$n = \frac{I_{BM\,max}}{I_C - I_{CBO\,max}}$$

nelle quali n è il rapporto spire (primario)/(metà secondario).
La prima equazione esprime il valore di n in funzione del rendimento del trasformatore, della tensione secondaria e della tensione V_{CE} disponibile sul primario del trasformatore pilota. Con l'introduzione del fattore A si vuole tener conto degli aumenti di I_C ed I_E causati, sia dalla tolleranza delle resistenze che compongono il circuito di polarizzazione (che assumeremo del 10%), sia dall'aumento della I_{CBO}.

L'effetto di quest'ultima è funzione del grado di stabilità S del circuito stesso.
La seconda equazione esprime il valore di n in funzione della corrente di base richiesta dallo stadio finale.
Il termine sottrattivo $I_{CBO\,max}$ rappresenta il valore minimo al quale può scendere la corrente di collettore in presenza del segnale.
Potremo quindi scrivere (assumendo d'ora in poi $I_C \simeq I_E$):

$$A = \frac{1{,}1 \; I_E + S \; \Delta I_{CBO}}{I_E}.$$

Fisseremo per $S \, \Delta I_{CBO}$ un valore pari a 1/3 I_E, in base al quale potremo calcolare, noto ΔI_{CBO}, il valore di S e quindi le resistenze del partitore di polarizzazione.
Per calcolare la $I_{CBO\,max}$ del pilota, consideriamo il caso della massima potenza dissipata nel transistor:

$$P_{C\,max} = \frac{V_S^2}{4 \; (R_E + R_p)}$$

e la relativa $T_{j\,max}$: $T_{j\,max} = K_{j\text{-}amb} \cdot P_{C\,max} + T_{amb}$.
Assumiamo in prima approssimazione $R_E + R_p = 640 \, \Omega$, $V_S = 9$ V.
Risulta $P_{C\,max} = 31$ mW e $T_{j\,max} = 58$ °C per $T_{amb} = 45$ °C.
Dai dati caratteristici si ricava:

$$\frac{I_{CBO\;(Tj\,=\,58°)}}{I_{CBO\;(Tj\,=\,25°)}} = 20$$

ed essendo,

$$I_{CBO\,max} = 12 \, \mu A \;\text{ per }\; T_{amb} = 25 \text{ °C},$$

risulta, per $T_j = 58$ °C,

$$I_{CBO\,max} = 0{,}24 \text{ mA},$$

da cui

$$\Delta I_{CBO\,max} = 0{,}228 \text{ mA}.$$

Risolvendo il sistema delle due equazioni in n, otteniamo una equazione di secondo grado:

$$n^2 \, V_{SM\,max} - n\eta \times [(V_S - V_{CEK}) - A \, I_{CBO\,max} \, (R_E + R_p)] + \eta \, A \, I_{BM\,max} \; (R_E + R_p) = 0.$$

Per ottenere i valori reali e positivi di n è necessario che il discriminante sia ≥ 0.

Quindi:

$$\Delta = \eta^2 \left[(V_S - V_{CEK}) - A\, I_{CBO\, max}\, (R_E + R_p) \right]^2 - \\ - 4\, V_{SM\, max}\, A\, \eta\, I_{BM\, max}\, (R_E + R_p) \geq 0.$$

Essendo prefissati $V_{SM\, max}$ e $I_{BM\, max}$ (dalla potenza di pilotaggio richiesta dallo stadio finale), A (per i limiti imposti alle variazioni della corrente I_E), η (per i limiti pratici costruttivi del trasformatore), l'unico elemento variabile contenuto nell'espressione del Δ è la somma $(R_E + R_p)$.

Bisognerà quindi ricercare quale valore di $(R_E + R_p)$ rende $\Delta \geq 0$.

Introducendo i valori si nota che $A\, I_{CBO\, max}\, (R_E + R_p)$ è senz'altro trascurabile rispetto $(V_S - V_{CEK})$, pertanto la condizione $\Delta \leq 0$ si traduce nella seguente:

$$R_E + R_p \leq \frac{(V_S - V_{CEK})^2}{4\, V_{SM\, max}\, I_{BM\, max}\, A}$$

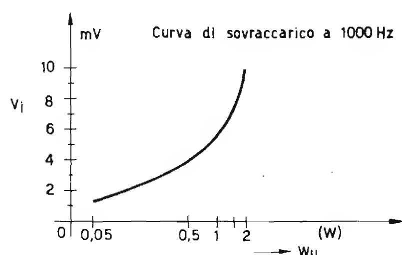


Fig. 7.23e. Curva di sovraccarico.

Si sceglierà la soluzione corrispondente a $\Delta = 0$ perchè in ogni altro caso un valore inferiore di $(R_E + R_p)$ causerebbe, a parità di S, una maggior perdita di potenza del segnale nel partitore di base dello stadio pilota.

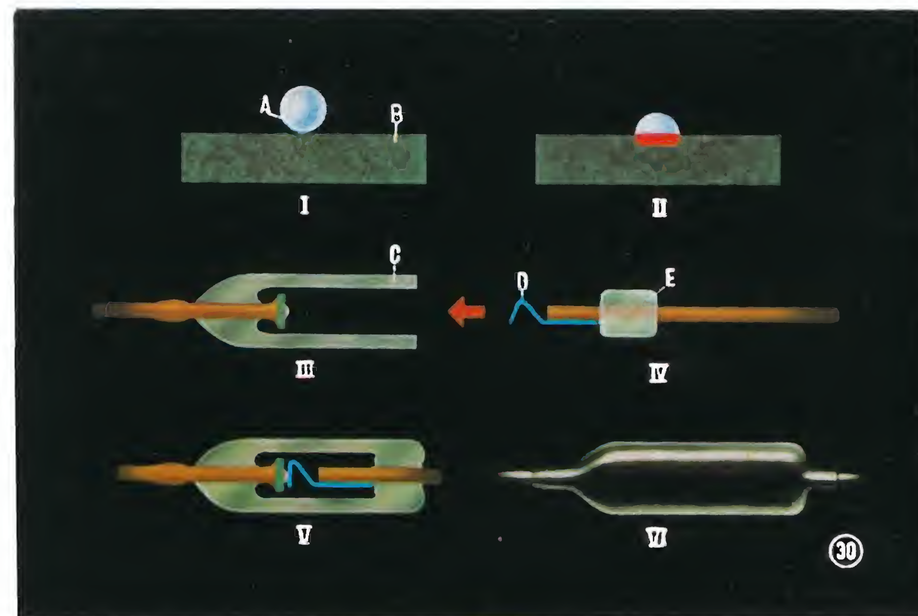
Fissati $A = 1{,}43$ $\quad \eta = 0{,}75$ $\quad V_{CEK} = 0{,}3\text{V}$.

Si calcola $R_E + R_p = 530\, \Omega$ (in buon accordo con l'assunto precedente).

Fisseremo $R_E = 470\, \Omega$ ed $R_p < 60\, \Omega$.

Per $\Delta = 0$ la soluzione dell'equazione in n risulta:

$$n \simeq \frac{\eta}{2\, V_{SM\, max}}\, (V_S - V_{CEK}) = 1{,}57.$$



DIODO A GIUNZIONE

In questo tipo di diodo la giunzione viene ottenuta appoggiando una pastiglia di alluminio (*A*) su una piastrina di germanio tipo *N* (*B*) (fig. I) e riscaldando l'assieme ad una temperatura intermedia tra quella di fusione del germanio e quella dell'alluminio (l'alluminio è un accettore). Avvenuta la solidificazione possiamo riscontrare che nel germanio si è formata una zona *P*.
Il cristallo così ottenuto è saldato ad un supporto (fig. III) mentre vengono introdotti nel bulbo di vetro (*C*) anche un filo di rame recante il reoforo di contatto (*D*) ed il fondello del contenitore (*E* in fig. IV) e ad esso saldati (fig. V).
Il diodo viene poi verniciato con colori opachi sempre al fine di evitare gli effetti indesiderabili dell'azione luminosa (fig. VI).

Dalla $n = \dfrac{I_{BM\,max}}{I_E - I_{CBO\,max}}$,

risulta

$$I_E = 6{,}1 \text{ mA}.$$

Avendo posto $S\,\Delta\, I_{CBO} = 0{,}33\ I_E$ e sapendo che $\Delta\, I_{CBO\,max} = 0{,}228$ mA si ottiene:

$$S = \frac{0{,}33 \times 6{,}1}{0{,}228} \simeq 9.$$

Fissato $R_E = 470\ \Omega$, si calcola il partitore di base per $S = 9$

$$R_B = \frac{h_{FE\,max}}{h_{FE\,max} - S} R_E\ (S - 1) \simeq 4\ \text{k}\Omega,$$

$$V_B = V_{BE} + I_E R_E = 3{,}06\ \text{V}.$$

Inoltre $$V_B = \frac{V_S R_2}{R_1 + R_2} \text{ ed } R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Dal rapporto delle due relazioni si ottiene:

$$\frac{V_B}{V_S R_B} = \frac{1}{R_1} \text{ cioè } R_1 = \frac{V_S R_B}{V_B}$$

Per $V_S = 8{,}5$ V $R_1 = 11{,}1$ kΩ,

$$R_2 = \frac{R_B R_1}{R_1 - R_B} = 6{,}25\ \text{k}\Omega.$$

Il partitore sarà formato da 6,8 kΩ e 10 kΩ in modo da ottenere per I_E una corrente leggermente superiore a 6,1 mA, senza aumentare il valore di S.

24. Amplificatore B.F. « single ended » con 2 W d'uscita

In questo studio si è cercato di ottenere il massimo guadagno di potenza, impiegando il circuito in classe B denominato « single ended ».
Pur ottenendo una potenza di 2 W, questo circuito può venire impiegato in ricevitori portatili ed in fonovaligie essendo alimentato da due pile da 4,5 V in serie con un consumo complessivo a piena potenza di 320 mA.
Nello stadio finale si è impiegata una coppia di OC 26 i quali, pur non essendo stabilizzati termicamente, possono funzionare senza elementi di raffreddamento (cioè montati semplicemente su di una basetta di bakelite) fino alla temperatura ambiente di 45 °C.

Progetto dello stadio finale

Ciascun transistor del push-pull ha una tensione di $\frac{V_{batt}}{2}$ ossia 4,5 V.

Il picco di tensione in ogni transistor sarà di 3,9 V perchè si tiene conto della curvatura (di ginocchio) della caratteristica, che per transistor estremi è di 0,6 V come risulta dall'esame delle curve caratteristiche.

Quindi $V_{cm} = \frac{V_{batt}}{2} - V_{cek} = 3{,}9\ \text{V}$.

Il carico utile è stato scelto in 5 Ω, che è il valore normale dell'impedenza degli altoparlanti a 1 kHz.

Dalla relazione:

$$\frac{V_{cm}}{I_{cm}} = Z_L = 5\,\Omega$$

si ottiene: $I_{cm} = 780\ \text{mA}$

che corrisponde a:

$$I_c = \frac{780}{\pi} = 250\ \text{mA}.$$

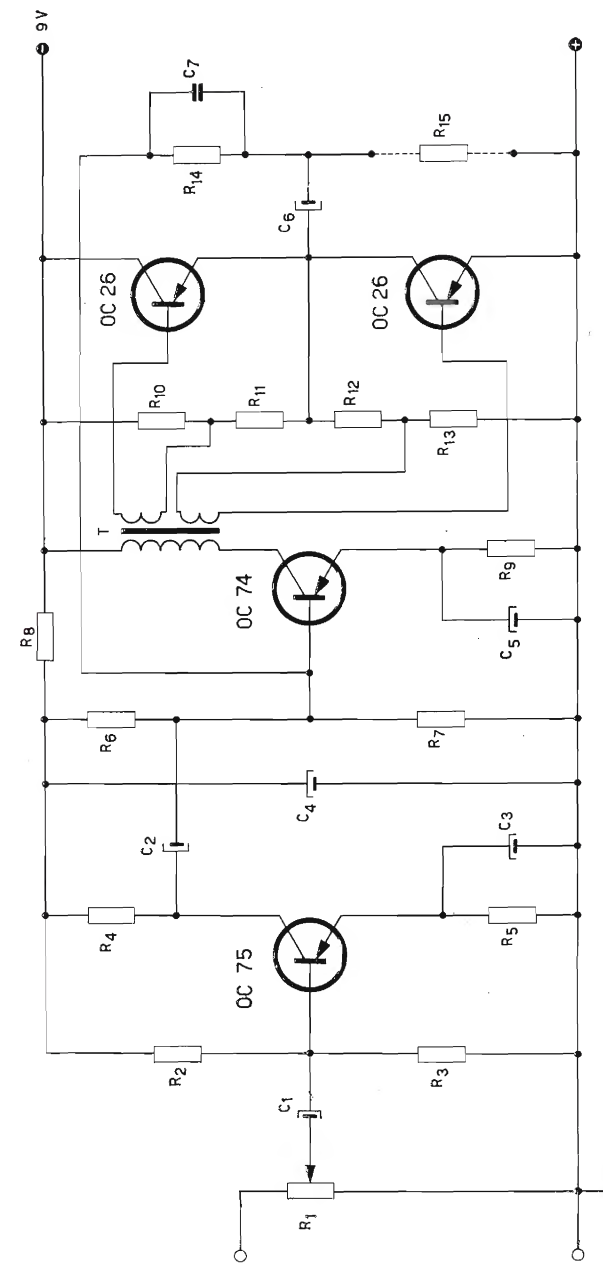


Fig. 7.24a. Schema elettrico dell'amplificatore « single ended » da 2 W.

R_1 = 10 kΩ
R_2 = 39 kΩ
R_3 = 4,7 kΩ
R_4 = 1,8 kΩ
R_5 = 220 Ω

R_6 = 3,9 kΩ
R_7 = 2,2 kΩ
R_8 = 150 Ω
R_9 = 180 Ω
R_{10} = 330 Ω

R_{11} = 10 Ω
R_{12} = 330 Ω
R_{13} = 10 Ω
R_{14} = 33 kΩ
R_{15} = 5 Ω

C_1 = 50 µF
C_2 = 50 µF
C_3 = 500 µF
C_4 = 100 µF
C_5 = 500 µF

C_6 = 500 µF
C_7 = 390 pF

Dall'esame delle curve caratteristiche dell'OC 26 risulta pure che il transistor minimo ha una h_{fe} min. = 21.
Con una conseguente:

$$I_b = \frac{I_{cm}}{h_{fe}} = \frac{0{,}8}{21} = 38 \text{ mA}$$

ed una V_{be} max., per 0,8 A di collettore, di 0,68 V.

Per ridurre la distorsione di « Cross-over » si impiega una I_c di riposo di circa 8 mA che corrisponde ad una $V_{be} = 0{,}13$ V.
Il partitore di tensione è composto da due resistenze (per ogni transistor) di un valore di 10 Ω e 330 Ω. Tali valori sono stati scelti in modo da ottenere un compromesso fra il consumo del partitore stesso (13 mA) e la necessità di mantenere piccola la resistenza (da 10 Ω) che viene a trovarsi in serie al circuito di base dell'OC 26 e che ovviamente provoca notevoli perdite di pilotaggio.

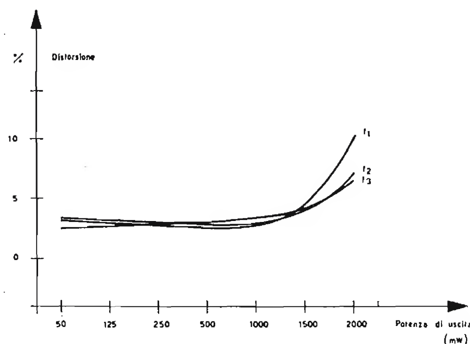


Fig. 7.24b. Andamento della distorsione in funzione della potenza di uscita (senza controreazione) - $f_1 = 150$ Hz - $f_2 = 7$ kHz - $f_3 = 1$ kHz.

Dopo un primo tentativo per il pilotaggio dello stadio d'uscita, si è stabilito una resistenza del secondario di 8,5 Ω. Tale resistenza, in serie ai suddetti 10 Ω e con la R_{in} del transistor che risulta:

$$\frac{V_{be}}{I_b} \simeq 18\,\Omega$$

determina il carico per ogni secondario che è uguale a 36,5 Ω con una potenza di pilotaggio di:

$$\frac{V_{bm}\ I_{bm}}{2} = \frac{0{,}68 \cdot 38}{2} = 13 \text{ mW}$$

per il transistor, e una potenza complessiva di 26 mW se si tiene conto della caduta di tensione di 0,7 V causata dalla corrente di 38 mA circolante nelle resistenze del partitore e del secondario del trasformatore (10 + 8,5 = 18,5 Ω).
Considerando un rendimento del trasformatore del 70% e sapendo che la potenza che questo deve trasferire sui 10 Ω in serie alla R_{in} (cioè 28 Ω complessivi) con una corrente I_{bm} di 38 mA è di:

$$\frac{28 \cdot I_{bm}^2}{2} = 20 \text{ mW}$$

calcoleremo lo stadio pilota in modo che possa erogare:

$$29 \text{ mW} = \left(\frac{0{,}7}{20}\right)$$

Stadio pilota (Vedi Appendice)

Si sceglie un valore del rapporto di trasformazione uguale a 3.
Il carico del primario sarà di conseguenza:

$$\frac{n^2\ (R_{in} + 10\,\Omega)}{\eta} = 365\,\Omega \text{ e } I_{cm} = \frac{I_{bm}}{n} = 12{,}6 \text{ mA}$$

V_{cm} risulterà di 365 · 12,6 = 4,6 V.
In tali condizioni la potenza sul collettore sarà di:

$$\frac{V_{cm}\ I_{cm}}{2} = \frac{4{,}6 \cdot 12{,}6}{2} = 29 \text{ mW come richiesto.}$$

Il transistor OC 74 pilota ha una tensione di ginocchio massima di 0,6 V quindi la V_{ce} minima sarà di 5,2 V.

Per la corrente di riposo si fissa $I_c = 15$ mA essendo $I_{cm} = 12,6$ mA. La massima caduta di tensione ai capi della resistenza di emettitore sarà quindi di 3,5 V cui corrisponde per $I_c = 15$ mA una resistenza sull'emettitore di 233 Ω massimi.
Il carico totale al secondario è di 36,5 Ω.
La differenza 365 — 330 = 35 Ω sarà costituita dalla resistenza del primario.
Quindi la resistenza definitiva sull'emettitore diventerà 233 — 35 ≃ 180 Ω (valore prossimo in difetto della scala R.M.A. al ± 10%).
Lo stadio preamplificatore ha una corrente di collettore di 3 mA.

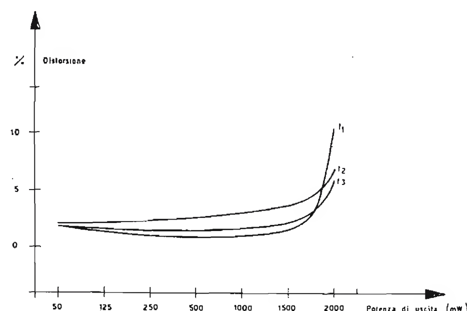


Fig. 7.24c. Andamento della distorsione in funzione della potenza di uscita (con controreazione) - $f_1 = 150$ Hz - $f_2 = 7$ kHz - $f_3 = 1$ kHz.

Trasformatore pilota

Si è impiegato un nucleo di ferroxcube D 36/22/3B2 con traferro di 0,2 mm.
I dati di avvolgimento sono i seguenti:
Secondario bifilare: 200 + 200 spire, filo ∅ 0,15 smalto.
Primario (avvolto sopra il secondario): 600 spire, filo ∅ 0,15 smalto.

$R_{sec} = 8,5 + 8,5\ \Omega.$

$R_{prim} = 34\ \Omega.$

Tale trasformatore consente di ottenere senza controreazione una banda a — 3 dB da 125 Hz a 5,5 kHz.
Nel caso occorra una linearità maggiore si può con lo stesso trasformatore e con 6 dB di controreazione ottenere una banda da 85 Hz a 8 kHz.
Il rendimento del trasformatore risulta:

$$\pi = \frac{n^2\, Z_{sec}}{n^2\,(Z_{sec} + R_s) + R_p} \quad \text{cioè} \quad \frac{9 \cdot 28}{9\,(28 + 8,5) + 34} = 0,69.$$

Misure

I guadagni di potenza dei singoli stadi sono:
Single ended: 23 dB.
Pilota: 36 dB.
Preamplificatore: 29 dB.

Il guadagno totale risulta di 88 dB espresso come $\frac{W_u}{W_i}$ dove W_i è $3,1 \cdot 10^{-9}$ W corrispondente a 1,9 mV su una impedenza (d'ingresso) del preamplificatore di 1150 Ω.
Il consumo in assenza di segnale è 39 mA.
Il consumo per segnale massimo (2 W) è 320 mA.

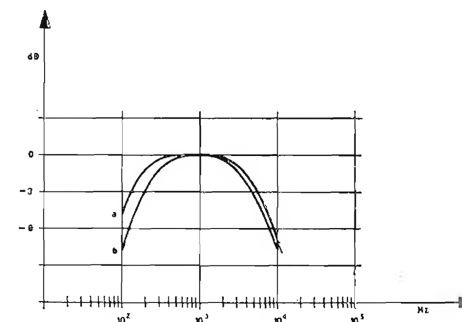


Fig. 7.24d.
Curva di risposta in frequenza (senza controreazione) a) *0 dB = 1 W* - b) *0 dB = 100 mW.*

Appendice

Per un primo calcolo di orientamento del rapporto di trasformazione del trasformatore pilota, è stato seguito il normale criterio di dimensionamento, qui di seguito brevemente riassunto.
La potenza di pilotaggio richiesta dallo stadio di uscita (compresa la $R = 10\ \Omega$) è:

$$W_i = \frac{(R_{in} + R)\, I_{bm}^2}{2}$$

Il rendimento del trasformatore, il cui valore si suppone di conoscere inizialmente è:

$$\eta = \frac{n^2 \ (R_{in} + R)}{n^2 \ (R_{in} + R + R_s) + R_p}$$

dalle quali si ottiene la $W_{prim} = \dfrac{W_i}{\eta}$.

Per una buona stabilità termica dello stadio pilota si farà cadere circa un terzo della tensione di alimentazione ai capi della resistenza di polarizzazione dell'emettitore. La tensione massima di picco al primario sarà pertanto:

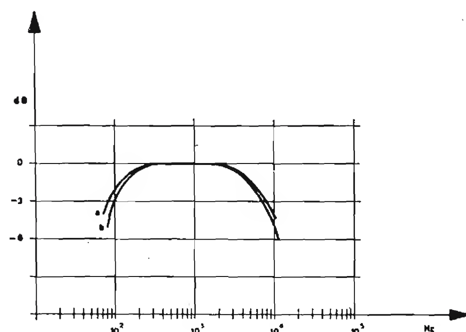


Fig. 7.24e.
Curva di risposta in frequenza (con controreazione) a) *0 dB = 1 W* - b) *0 dB = 100 mW.*

$$V_{cm} \simeq V_{ce} = V_{batt} - \frac{V_{batt}}{3} - V_{cek}.$$

Poichè

$$W_{prim} = \frac{V_{cm} \cdot I_{cm}}{2} \quad \text{calcoleremo} \quad I_{cm} = \frac{2\, W_{prim}}{V_{cm}}$$

la quale aumentata del $10 \div 20\%$ darà il valore della corrente di riposo I_c. conoscendo il valore di picco della corrente primaria I_{cm}, si calcolerà n:

$$n = \frac{I_{bm} \ (\text{OC } 26)}{I_{cm} \ (\text{OC } 74)}.$$

25. Amplificatori B.F. a simmetria complementare

Lo stadio finale, equipaggiato con transistor AC 127/132, funziona in controfase classe *B* nel circuito « single-ended ».
Il valore delle resistenze R_9 ed R_{10} viene scelto stabilendo un giusto compromesso tra la necessità di garantire la stabilità termica dei transistor finali e quella di ottenere, con una sensibilità accettabile, la richiesta potenza d'uscita con uno dei valori standard dell'impedenza dell'altoparlante. Attraverso le resistenze R_{11} ed R_{12}, collegate tra il punto *A* e l'ingresso del pilota, si viene a creare una controreazione in c.c.; questa provvede a stabilizzare la corrente di collettore del pilota T_2 e di conseguenza anche la I_E di riposo dello stadio finale.

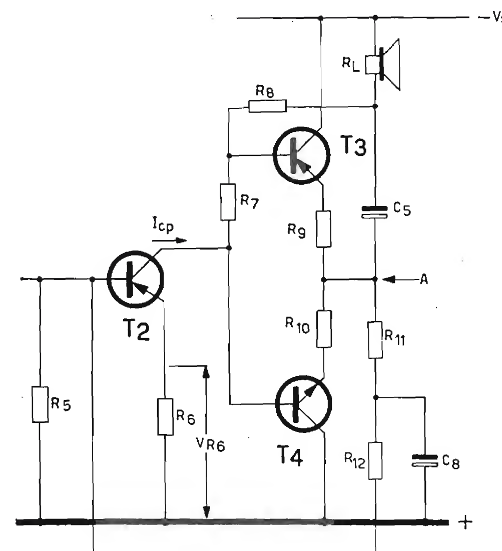


Fig. 7.25a. Dimensionamento in corrente continua dello stadio finale e pilota.

Nella scelta dei valori di R_{11} ed R_{12} si deve tener presente che quando essi diminuiscono, aumenta il tasso di controreazione in c.c., ma nel contempo si perde di sensibilità perchè si riduce necessariamente anche il valore di R_5.

Stadio finale e pilota

Dai dati caratteristici si ricava la massima V_{be} di T_4 e la massima tensione di ginocchio (V_{CEK}) dei transistor T_2 e T_3. Da questi elementi e dalla tensione di emettitore V_{R6}, fissata per una sufficiente stabilizzazione termica del pilota, si può determinare la tensione nel punto A:

$$V_A = \frac{V_S + \Delta V_{be\ max_4} + V_{CEK_2} + V_{R_6} - V_{CEK_3}}{2}.$$

Calcolata V_A e conoscendo il picco massimo di corrente ammesso, si può ricavare il carico totale di collettore per la massima potenza d'uscita:

$$R_{L\ tot.} = \frac{V_S - V_A - V_{CEK_3}}{I_{cm}}.$$

Tenendo presente quanto già detto per la scelta di R_E, si ricava $R_L = R_{L\ tot.} - R_E$; conoscendo questo valore si calcola la tensione disponibile ai suoi capi:

$$V_{RL} = V_S - V_A - V_{CEK_3} - I_{cm} R_E$$

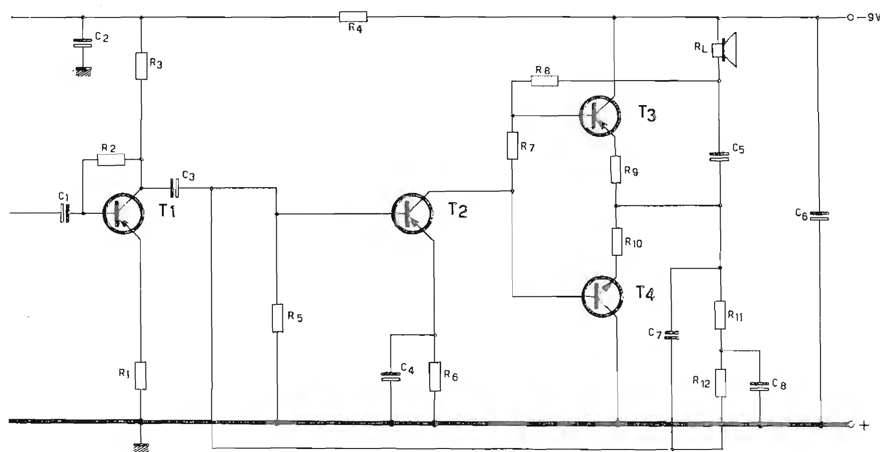


Fig. 7.25b. Schema elettrico dell'amplificatore.

e di conseguenza la potenza effettiva sull'altoparlante:

$$P_{RL} = \frac{(V_{RL})^2}{2\ R_L}.$$

Dalle curve di dispersione delle caratteristiche si ricava: $\Delta V_{be\ max}$ ed $I_{b\ max}$ per la data I_{cm}; la I_E a riposo consigliata per la minima distorsione di « Cross-Over » ed infine la V_{be_3}.

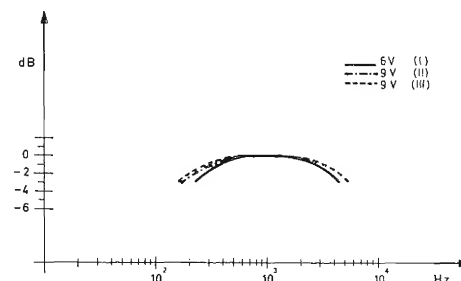


Fig. 7.25c. Curve di linearità misurate a 50 mW.

Noti questi elementi si può ricavare la tensione ai capi della R_8.

$$V_{R_8} = V_S - V_A - I_E R_E - V_{be_3}$$

e da questa il valore della R_8:

$$R_8 = \frac{V_{R8} - I_{cm} R_E - \Delta V_{be\ max}}{I_{b\ max} + 0{,}5}.$$

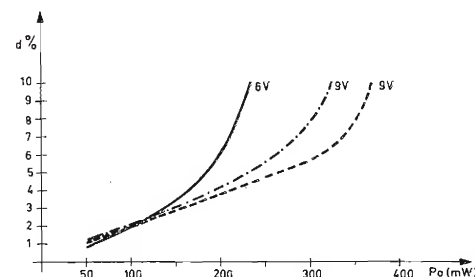


Fig. 7.25d. Distorsione armonica misurata a 1.000 Hz.

Il valore di 0,5 mA è stato scelto come margine di sicurezza per la variazione della I_C nello stadio pilota causata: dalla dispersione delle caratteristiche, dalla tolleranza dei componenti e dall'aumento di I_{CBO} a causa della temperatura.
Il picco di corrente che dovrà fornire il transistor pilota sarà quindi:

$$I_{Cp} = \frac{\Delta V_{be\ max} + I_{cm} R_E}{R_8} + I_{b\ max}$$

e la resistenza di emettitore R_6 risulta pertanto:

$$R_6 = \frac{V_{R_6}}{I_{Cp}} .$$

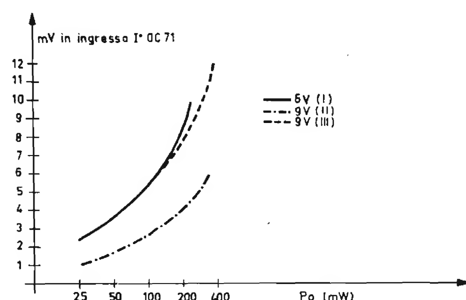


Fig. 7.25e. Curve di sovraccarico in funzione della potenza di uscita.

La tensione V_{be} necessaria per stabilire la corrente di riposo nei transistor finali è funzione del valore di R_7 e si calcola come segue:

$$R_7 = \frac{V_{be\ med.3} + V_{be\ med.4} + 2\ I_E R_E}{I_{Cp}}$$

Per assicurare la stabilità termica del pilota fino a 45 °C si è trovato, sperimentalmente, che è sufficiente un fattore di stabilità $S \cong 11$ e ciò per la presenza della controreazione in c.c. ($R_{11} — R_{12}$ collegate al punto A) che contribuisce a migliorare ulteriormente il grado di stabilità fissato.
Nella tabella 1 sono riportati i valori dei componenti di tre classi di amplificatori, calcolati secondo il procedimento descritto.
La loro stabilità termica è stata controllata sperimentalmente fino ad una temperatura ambiente max di 45 °C.

Tabella 1

Tensione d'alimentazione	V_S	I = 6	II = 9	III = 9	V
POTENZA D'USCITA	P_o	220	300	370	mW
Corrente di picco del finale	I_{cm}	200	135	200	mA
Distorsione	d	10	10	10	%
R_L altoparlante	R_L	8	25	15	Ω
Corrente del transistor pilota	I_{cp}	7 ÷ 8	3,2 ÷ 3,8	7,8 ÷ 8,2	mA
Corrente di riposo del finale	I_E	2 ÷ 2,5	2 ÷ 2,5	2 ÷ 2,5	mA
Consumo totale	$(P_{u\ max})$	≃ 70	≃ 50	≃ 70	mA
Consumo totale	$(P_u = O)$	≃ 11	≃ 7	≃ 11	mA
Resistenze	R_{12}	2,2	6,8	3,3	kΩ
Resistenze	R_{11}	1,8	2,2	1,8	kΩ
Resistenze	R_{10} - R_9	2,7	3,3	3,9	Ω
Resistenze	R_8	0,270	1	0,470	kΩ
Resistenze	R_7	27	68	33	Ω
Resistenze	R_6	56	82	68	Ω
Resistenze	R_5	1	1,2	1,2	kΩ
Resistenze	R_4	100	100	100	Ω
Resistenze	R_3	2,2	2,7	2,7	kΩ
Resistenze	R_2	220	470	470	kΩ
Resistenze	R_1	10	15	15	Ω
Condensatori	C_8	10	10	10	μF
Condensatori	C_7	2200	330	470	pF
Condensatori	C_6	64	64	64	μF
Condensatori	C_5	160	160	160	μF
Condensatori	C_4	100	100	100	μF
Condensatori	C_3	10	10	10	μF
Condensatori	C_2	64	64	64	μF
Condensatori	C_1	4	4	4	μF
Transistor	T_1	OC 71	OC 71	OC 71	
Transistor	T_2	OC 75	OC 71	OC 71	
Transistor	T_3/T_4	AC 127/132	AC 127/132	AC 127/132 (1)	

(1) Montati con alette 56227.

26. Amplificatore per giradischi con stadio finale in push-pull (2 x OC 74) classe B

Sebbene progettato per essere usato principalmente come amplificatore per giradischi, da collegare a un fonorivelatore piezoelettrico, questo circuito è adatto anche a essere impiegato come parte di B.F. in un ricevitore radio.

Alimentato con una tensione di batteria di 9 V, può fornire, a pieno pilotaggio e con un segnale di ingresso di circa 250 mV, una potenza di uscita di circa 1 W.

La resistenza comune di emettitore R_{14}, nello stadio di uscita, esercita insieme col partitore di tensione fisso di base (R_{11} — R_{12}), un'azione di stabilizzazione della corrente di collettore rispetto alle variazioni di temperatura.

Il circuito è progettato per lavorare con una temperatura ambiente massima di 45 °C, ma all'occorrenza può lavorare, in modo intermittente, anche con una temperatura di 55 °C.

I dati tecnici che occorrono per la costruzione del trasformatore pilota sono riportati di seguito.

La reazione negativa, ottenuta riportando sulla base del secondo OC 75 un segnale prelevato sul secondario del trasformatore di uscita, permette di ottenere contemporaneamente una riduzione della distorsione introdotta dai due trasformatori e una correzione della non linearità dell'impedenza dell'altoparlante.

La resistenza R_1 serve per ottenere un buon accoppiamento tra il fonorivelatore piezoelettrico (pick-up) e l'ingresso (bassa impedenza) dell'amplificatore.

Il potenziometro R_2 agisce quale controllo del volume.

La curva di risposta a —3 dB è lineare per un intervallo di frequenze comprese tra 30 Hz e 14 kHz.

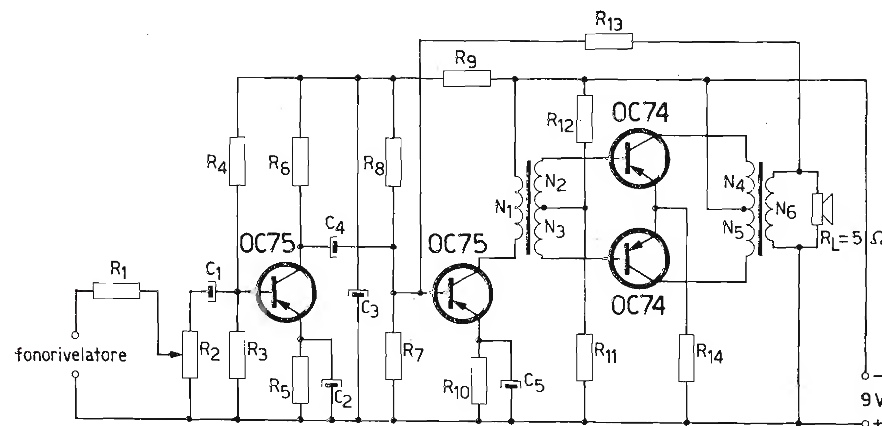


Fig. 7.26.
Schema elettrico dell'amplificatore per giradischi con stadio finale in push-pull classe B.

R_1	=	330 kΩ
R_2	=	1 MΩ lin.
R_3	=	33 kΩ
R_4	=	100 kΩ
R_5	=	2,7 kΩ
R_6	=	6,8 kΩ
R_7	=	3,3 kΩ
R_8	=	10 kΩ
R_9	=	150 Ω
R_{10}	=	270 Ω
R_{11}	=	33 Ω
R_{12}	=	1,5 kΩ
R_{13}	=	100 kΩ
R_{14}	=	4,7 Ω

C_1	=	40 μF; 16 V
C_2	=	100 μF; 4 V
C_3	=	100 μF; 16 V
C_4	=	100 μF; 4 V
C_5	=	1.000 μF; 4 V

Le resistenze hanno una tolleranza di ± 10% e una dissipazione di 100 mW.

DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE PILOTA

Avvolg.	Numero di spire	Diametro del filo (mm)	Larghezza dell'avvolg. (mm)	Spire per strato	Numero di strati	Resistenza in c.c. (ohm)
A	1.500	0,12	19,5	126	12	155
B	790	0,2	19,5	79	10	39
C	790	0,2	19,5	79	10	39

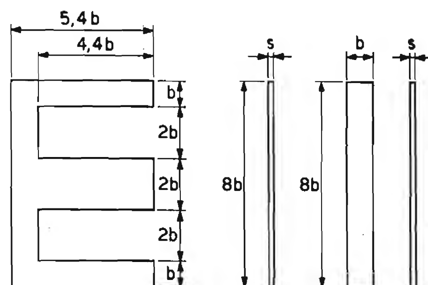
Per tutti gli avvolgimenti viene usato filo di rame smaltato.
Gli avvolgimenti B e C sono avvolti bifilarmente.

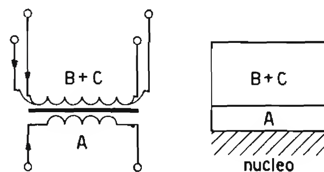
Resistenza di ingresso: 230 Ω

Induttanza del primario: 4.4 H (con tensione al primario 5 V_{eff} con f = 50 Hz; la corrente attraverso il primario è 5,8 mA c.c.)

Dimensioni del nucleo: 40 × 32 × 16 mm

Lamierini: SiFe 2,6 (composizione 0,8-2,3% Si, il rimanente Fe)





Le frecce indicano l'inizio dell'avvolgimento. L'isolamento tra gli avvolgimenti è realizzato con carta dello spessore di 15 μ.

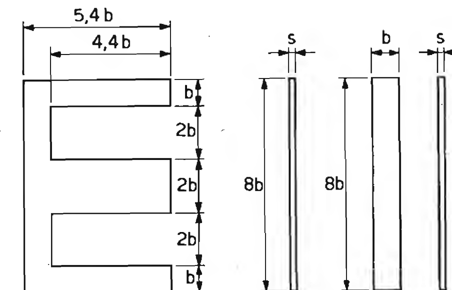


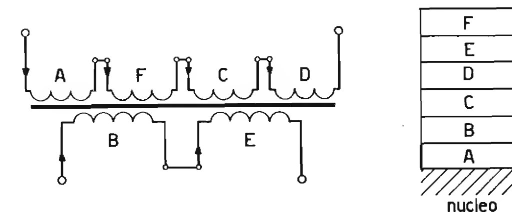
Transistor al germanio ottenuto con processo di lega e diffusione.

DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE DI USCITA

Avvolg.	Numero di spire	Diametro del filo (mm)	Larghezza dell'avvolg. (mm)	Spire per strato	Numero di strati
A	96	0,35	19,5	48	2
B	52	0,6	19,5	26	2
C	96	0,35	19,5	48	2
D	96	0,35	19,5	48	2
E	52	0,6	19,5	26	2
F	96	0,35	19,5	48	2

Per tutti gli avvolgimenti viene usato filo di rame smaltato.
Resistenza in continua A + F = C + D = 1,95 Ω
Resistenza in continua B + E = 0,5 Ω
Induttanza del primario: 0,39 H (con tensione al primario di 1 V_{eff}: f = 50 Hz)
Dimensioni del nucleo: SiFe 2,6 (composizione 0,8-2,3% Si; il rimanente Fe)
Le frecce indicano il punto di inizio degli avvolgimenti.





Quale isolante tra gli avvolgimenti si interpone carta dello spessore di 15 μ.

27. Amplificatore per giradischi a 3 stadi, con stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita (single-ended)

L'amplificatore è progettato per lavorare con una tensione di alimentazione di 9 V.
Cosí alimentato sviluppa, con una tensione d'ingresso di 750 mV, una potenza di uscita di 450 mW.
E' possibile tuttavia alimentarlo anche con una tensione di batteria inferiore, 6 V; in questo caso la massima potenza di uscita ottenibile è di soli 175 mW.
Di seguito sono riportati anche i dati tecnici riguardanti l'avvolgimento del trasformatore pilota, e i dati dimensionali del nucleo.

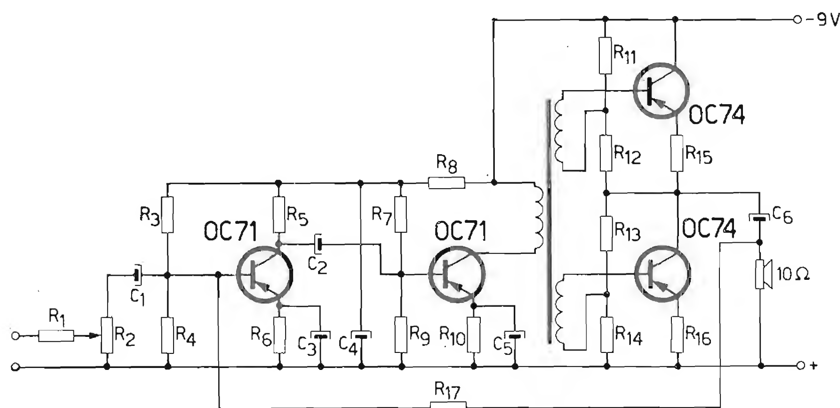
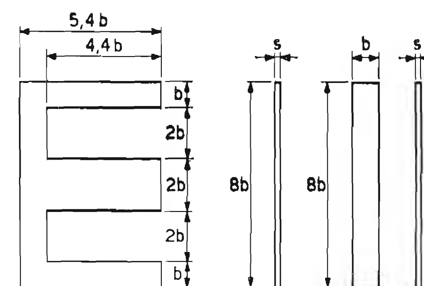


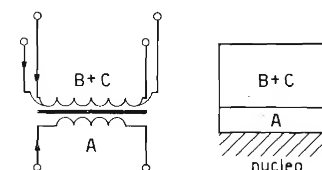
Fig. 7.27. Schema elettrico dell'amplificatore per giradischi a tre stadi, con stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita.

R_1 = 330 kΩ
R_2 = 1 MΩ; lin.
R_3 = 100 kΩ
R_4 = 33 kΩ
R_5 = 6,8 kΩ
R_6 = 2,7 kΩ
R_7 = 10 kΩ
R_8 = 150 Ω
R_9 = 3,3 kΩ
R_{10} = 270 Ω
R_{11} = 820 Ω
R_{12} = 33 Ω
R_{13} = 820 Ω
R_{14} = 33 Ω
R_{15} = 2,7 Ω
R_{16} = 2,7 Ω
R_{17} = 2,2 MΩ
C_1 = 10 μF; 16 V
C_2 = 10 μF; 16 V
C_3 = 100 μF; 4 V
C_4 = 100 μF; 16 V
C_5 = 100 μF; 4 V
C_6 = 800 μF; 6,4 V
Le resistenze hanno una tolleranza di ± 10% e una dissipazione di ¼ W.

Avvolg.	Numero di spire	Diametro del filo (mm)	Larghezza dell'avvolg. (mm)	Spire per. strato	Numero di strati	Resistenza in c.c. (ohm)
A	1.500	0,12	19,5	126	12	125
B	790	0,2	19,5	79	10	35
C	790	0,2	19,5	79	10	35

Per tutti gli avvolgimenti viene usato filo di rame smaltato.
Gli avvolgimenti B e C sono avvolti bifilarmente.
Dimensioni del nucleo: 40 × 32 × 10 mm
Lamierini: SiFe 2,6 (composizione: 0,8-2,3% Si, il rimanente Fe)
Le frecce indicano il punto di inizio degli avvolgimenti.





Quale isolante tra gli avvolgimenti si interpone carta dello spessore di 15 μ.

28. Amplificatore per giradischi alimentato in alternata: potenza di uscita 1 W

Questo amplificatore a 4 stadi da collegare a un fonorivelatore piezoelettrico, ha una sensibilità di 100 mV. La massima potenza di uscita è di 1 W con circa il 5% di distorsione, la curva di risposta a −3 dB è lineare per una banda di frequenze comprese tra 25 Hz e 10 kHz.
I transistor sono stabilizzati secondo il principio della stabilizzazione con tensione di batteria dimezzata [1]) fino a oltre 90 °C.
L'amplificatore viene alimentato con un gruppo raddrizzatore o anche con una batteria di 12 V, che andrebbe connessa con il positivo a massa e con il negativo al punto in comune delle resistenze R_8 e R_{10} e ai collettori interconnessi dell'OC 72 e OC 30.

1) Cap. 5 paragrafo 2.1.

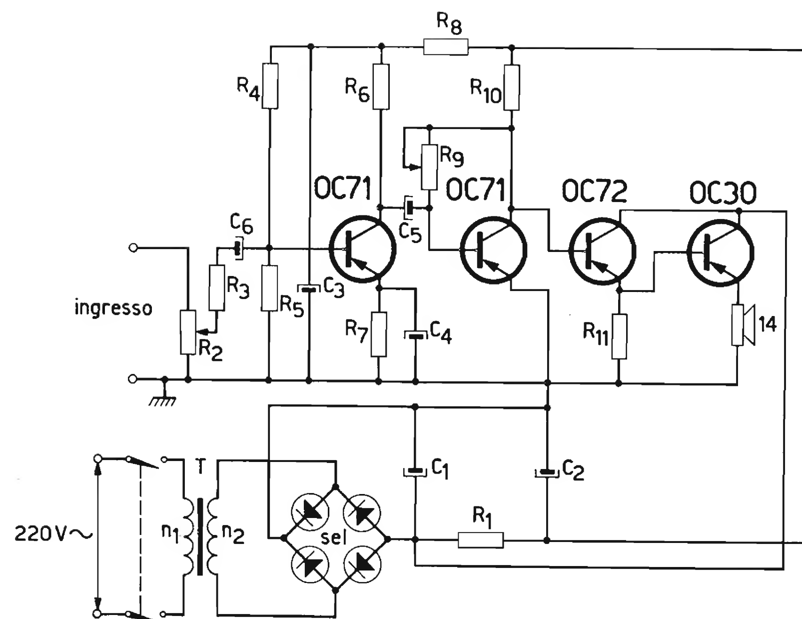
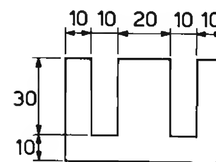


Fig. 7.28. Schema elettrico dell'amplificatore per giradischi alimentato in alternata; potenza di uscita 1 W



R_1 = 470 Ω	C_1 = 1.000 µF, 25 V
R_2 = 1 MΩ	C_2 = 1.000 µF, 25 V
R_3 = 330 kΩ	C_3 = 100 µF, 12,5 V
R_4 = 12 kΩ	C_4 = 8 µF, 25 V
R_5 = 6.800 Ω	C_5 = 8 µF, 25 V
R_6 = 10 kΩ	C_6 = 8 µF, 25 V
R_7 = 10 kΩ	
R_8 = 4.700 Ω	Sel = raddrizzatore al selenio 15 V, 0,5 A
R_9 = 500 kΩ	
R_{10} = 3.300 Ω	T : n_1 = 2.000 spire
R_{11} = 3.300 Ω	n_2 = 120 spire

29. Amplificatore B.F. a 2 stadi in classe A

L'amplificatore equipaggiato con un solo transistor nello stadio finale, è in grado di fornire all'uscita una potenza di circa 120 mW, con una corrente d'ingresso di 21 μA.
La curva di risposta a —3 dB è lineare per una gamma di frequenze compresa tra 100 Hz e 13 kHz.
La reazione negativa, attuata prelevando un segnale dal secondario del trasformatore di uscita e riportandolo sulla base del transistor preamplificatore, limita la distorsione, alla massima potenza di uscita, al 4%.
La stabilità termica di entrambi i transistor è assicurata con l'impiego di un partitore di tensione sulle basi e di una resistenza di emettitore di valore conveniente, cortocircuitata per le correnti alternate dai condensatori C_2 e C_4.

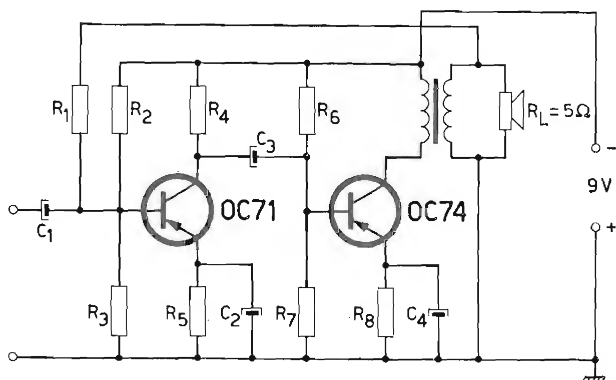


Fig. 7.29. Schema elettrico dell'amplificatore di BF a due stadi in classe A

R_1 = 68 kΩ	C_1 = 16 μF, 10 V
R_2 = 56 kΩ	C_2 = 100 μF, 4 V
R_3 = 18 kΩ	C_3 = 100 μF, 4 V
R_4 = 3,9 kΩ	C_4 = 1.000 μF, 4 V
R_5 = 1,5 kΩ	
R_6 = 2,2 kΩ	
R_7 = 680 Ω	
R_8 = 47 Ω	

Le resistenze hanno una tolleranza di ± 10% e una dissipazione di 100 mW.

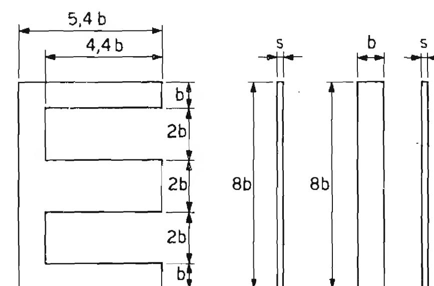
DATI TECNICI PER LA COSTRUZIONE DEL TRASFORMATORE DI USCITA

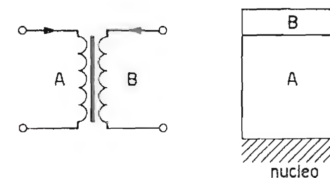
Avvolg.	Numero di spire	Diametro del filo (mm)	Larghezza dell'avvolg. (mm)	Spire per strato	Numero di strati	Resistenza in c.c. (ohm)
A	576	0,3	19,5	64	9	11
B	110	0,3	19,5	55	2	1,7

Per tutti gli avvolgimenti viene usato filo di rame smaltato.

Induttanza del primario:	0,29 H (con una tensione di 2,5 V_{eff}, f = 100 Hz, e una corrente continua attraverso il primario di 35 mA)
Dimensioni del nucleo:	40 × 32 × 16 mm
Lamierini del trasformatore:	SiFe 2,6 (composizione: 0,8-2,3% Si; il rimanente Fe)

Le frecce indicano il punto di inizio degli avvolgimenti.





Quale isolante tra gli avvolgimenti si interpone carta dello spessore di 15 μ.

30. Amplificatore di BF a due stadi, con stadio finale in push-pull, 2 x OC 72, senza trasformatore d'uscita (single ended)

Questo amplificatore il cui circuito è illustrato in fig. 7.30, è in grado di fornire, funzionando con una temperatura ambiente di 45 °C e con un segnale d'ingresso di 0,3 V — 22 μA, una potenza di uscita di 200 mW con una distorsione del 10%.
Per l'alimentazione si impiegano due batterie da 4,5 V collegate in serie. La corrente di riposo è di 6 mA, e raggiunge, quando all'ingresso viene applicato un segnale, i 20 mA.
I due transistor finali sono stabilizzati singolarmente per mezzo di un partitore di tensione sulle rispettive basi e di una resistenza di emettitore. Per un corretto funzionamento si deve usare un altoparlante con impedenza di 35 Ω.
La reazione negativa si ottiene evitando di cortocircuitare con un condensatore le resistenze di emettitore, ed è portata a un totale di 5 dB riportando una parte del segnale di uscita sul transistor pilota.
Il trasformatore pilota ha rapporto spire 3,6/ (1 + 1), induttanza primaria di 5 H, resistenza del primario inferiore ai 200 Ω e resistenza del secondario inferiore ai 60 Ω. Il segnale da amplificare viene applicato alla base dell'OC 71 attraverso la resistenza R_1 e il condensatore di blocco C_1.
Cosí facendo l'amplificatore viene ad assumere una impedenza d'ingresso sufficientemente alta, circa 9 kΩ.

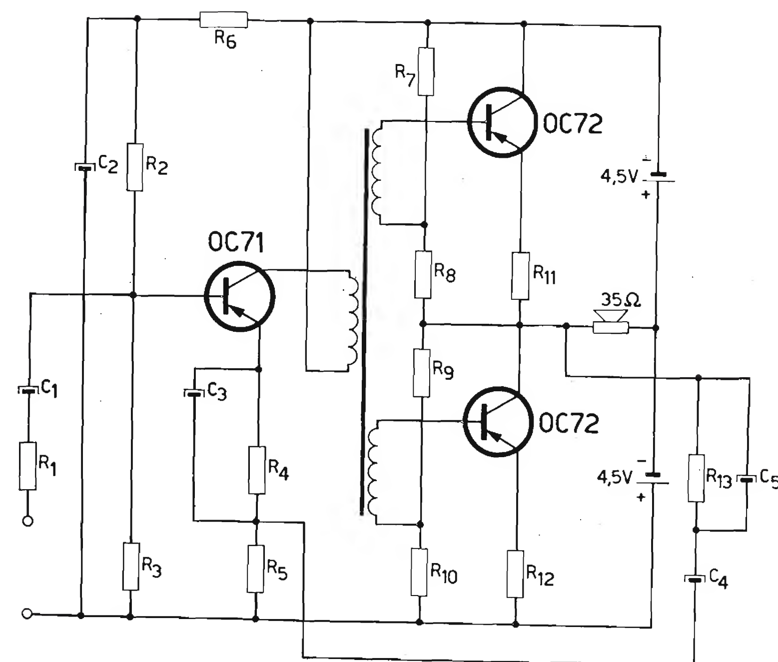


Fig. 7.30. Schema elettrico dell'amplificatore di BF a due stadi, con stadio finale in push-pull senza trasformatore d'uscita.

R_1 = 5,6 kΩ		C_1 = 2 μF/10 V	
R_2 = 56 kΩ		C_2 = 100 μF/16 V	
R_3 = 10 kΩ		C_3 = 100 μF/4 V	
R_4 = 470 Ω		C_4 = 16 μF/10 V	
R_5 = 15 Ω		C_5 = 18 kpF/125 V; poliestere	
R_6 = 470 Ω			
R_7 = 2,7 kΩ			
R_8 = 100 Ω			
R_9 = 2,7 kΩ			
R_{10} = 100 Ω			
R_{11} = 5,6 Ω			
R_{12} = 5,6 Ω			
R_{13} = 820 Ω			

Le resistenze hanno una tolleranza del ± 10% e una dissipazione di ¼ W.

31. Amplificatore di BF, in classe A con bobina di arresto nello stadio finale

Il carico dell'amplificatore illustrato in fig. 7.31 è costituito da una bobina di arresto e di un altoparlante ad alta impedenza, collegati in parallelo. La stabilizzazione alle variazioni di temperatura di entrambi i transistor è ottenuta con un partitore di tensione sulla base con una resistenza di emettitore.
La bobina di arresto a RF viene inserita nel circuito di collettore dell'OC 72, e collegata in parallelo all'altoparlante, perchè così facendo la corrente continua di collettore fluisce per intero attraverso la bobina, mentre nell'altoparlante fluisce solo la corrente alternata del segnale. La corrente di collettore è regolata su un valore di 13 mA per mezzo della resistenza variabile R_5. Per avere la certezza di un buon funzionamento è necessario che la temperatura ambiente non superi i 35 °C.
Il guadagno nominale totale è di 60,5 dB, lo scarto può essere di circa 4 dB dipendentemente dallo scarto individuale introdotto dai singoli stadi. L'amplificatore è alimentato con una tensione di batteria di 9 V.
Con una corrente di collettore regolata, come precedentemente detto, sui 13 mA, l'amplificatore è in grado di fornire, in presenza di un segnale d'ingresso di 10 mV - 8,5 μA, una potenza di uscita di 60 mW con una distorsione minore del 5%.
La curva di risposta a — 3 dB è lineare nella gamma di frequenze comprese tra 100 Hz e 11 kHz.

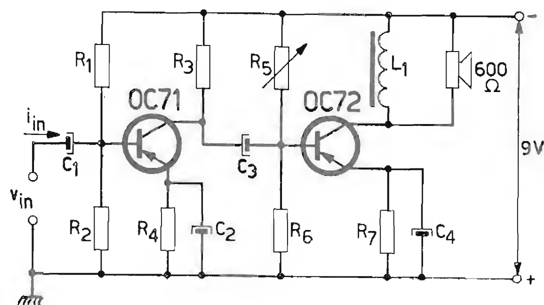


Fig. 7.31. Schema elettrico dell'amplificatore di BF in classe A, con bobina di arresto nello stadio finale

R_1 = 39 kΩ	R_5 = 10 kΩ; lin.	C_2 = 40 μF/16 V
R_2 = 5,6 kΩ	R_6 = 1,8 kΩ	C_3 = 64 μF/10 V
R_3 = 3,3 kΩ	R_7 = 100 Ω	C_4 = 200 μF/6,4 V
R_4 = 1 kΩ	C_1 = 6,4 μF/25 V	L_1 = 0,84 H (55 Ω)

Le resistenze hanno una tolleranza del ± 10% e una dissipazione di ¼ W.



Controllo della geometria delle giunzioni nei transistor Philips di bassa frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

32. Amplificatore di BF, classe B, potenza di uscita 400 mW

Il circuito illustrato in fig. 7.32 ha un funzionamento stabile e continuo con temperatura ambiente fino a 45 °C, sempre che la temperatura alla giunzione non superi i 75 °C.
I valori di seguito riportati si riferiscono a un funzionamento con una temperatura ambiente di 25 °C.
Volendo ridurre la distorsione con segnali deboli, si può sostituire la resistenza comune di emettitore R_E con due resistenze separate; per assicurare la medesima stabilità termica, il valore di ogni resistenza dovrà però essere 1,15 volte quello della resistenza comune R_E. Il carico dovrà naturalmente essere adattato a questo valore più elevato.

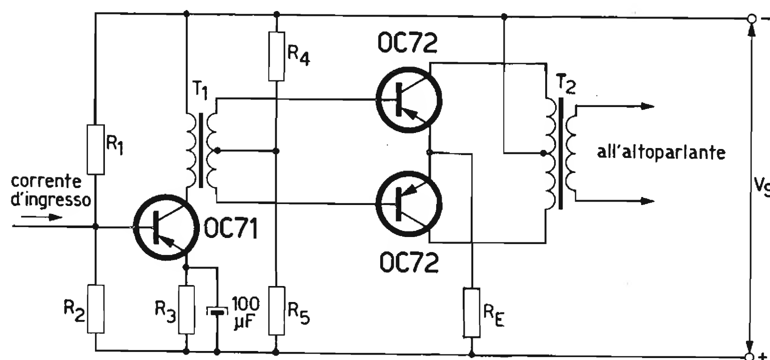


Fig. 7.32. Schema elettrico dell'amplificatore in classe B, potenza di uscita 400 mW.

			Con alette di raffreddamento montate su una placca di raffreddamento di almeno 12,5 cm²				Senza alette di raffreddamento	
Tensione di alimentazione	V_s	=	12	9	6	6	6	4,5 V
Corrente di emettitore in assenza di segnale	$I_{E1}+I_{E2}$	=	3	3	3	3	3	3 mA
Resistenza di base	R_4	=	4,7	4,7	1-3 [1]	3,3	3,3	2,7 kΩ
Resistenza di base	R_5	=	100	100	NTC [2]	100	100	100 Ω
Resistenza di emettitore	R_E	=	30	14	0	5	10	5 Ω
Massima potenza di uscita (per 2 transistor)	$P_{o\ max}$	=	500	420	240	350	350	260 mW
Massima potenza fornita al primario del trasf. di uscita (per 2 transistor)	$P_{L\ max}$	=	390	355	240	310	275	220 mW
Impedenza di carico (coll.-coll.)	R_{cc}	=	430	305	280	160	140	115 Ω

Alla massima potenza di uscita:								
Corrente di picco di collettore	$-I_{CM}$	=	85	100	85	125	125	125 mA
C.C. di collettore	$-I_C$	=	27	32	27	40	40	40 mA
Massimo picco richiesto della tensione di ingresso (per ogni transistor) [1] [2]	V_{bm}	=	3,4	2,4	0,6	2,1	2,8	2,1 V
Massimo picco richiesto della corrente di ingresso (per ogni transistor) [2]	I_{bm}	=	2,8	3,2	2,8	4,9	4,9	4,9 mA
Distorsione armonica totale	d_{tot}	=	8,5	8,5	8,5	9,5	9,5	9,0 %
Con una potenza di uscita di 50 mW sul primario del trasf. di uscita:								
Picco della tensione di pilotaggio (per ogni transistor) [1]	V_{bm}	=	1,0	0,66	0,20	0,53	0,80	0,63 V
Picco della corrente di pilotaggio (per ogni transistor)	I_{bm}	=	0,42	0,49	0,56	0,70	0,74	1 mA
Distorsione armonica totale	d_{tot}	=	4,5	4,5	5,5	5	5	5,5 %

DATI PER LO STADIO PILOTA

Tensione tra collettore e emettitore	$-V_{CE}$	=	10,5	4,1	4,2	4,5	4,5	3,0 V
C.C. di emettitore	I_E	=	1,3	3,0	2,3	4,0	4,8	6,5 mA
Resistenza di base	R_1	=	68	12	39	15	8,2	6,8 kΩ
Resistenza di base	R_2	=	8,2	15	15	4,7	2,7	2,2 kΩ
Resistenza di emettitore	R_3	=	820	1500	470	270	220	120 Ω
Condensatore di emettitore			100	100	100	100	100	100 µF
Con una potenza di uscita di 50 mW sul primario del trasf. d'uscita:								
Massimo picco della corrente di base	I_{bm}	=	7	10,5	3,6	11	14	23 µA
Massimo picco della corrente di ingresso	I_{im}	=	8,4	12	4,0	13,5	17,5	31 µA
Dati del trasf. d'uscita:								
Rapporto spire primario secondario	N_{pr}/N_{sec}	=	$\frac{3,0}{1+1}$	$\frac{1,4}{1+1}$	$\frac{3,5}{1+1}$	$\frac{1,7}{1+1}$	$\frac{1,35}{1+1}$	$\frac{1,0}{1+1}$

[1] In questo caso R_4 è una resistenza variabile da 1 kΩ a 3 kΩ.

[2] Qui R_5 consiste di una resistenza di 85 Ω in parallelo con una NTC di 130 Ω a 25 °C; b = 4500 °K.

33. Amplificatore di BF senza trasformatori con potenza di uscita di 2,5 W

L'amplificatore è stabilizzato fino a una temperatura dell'ordine di 90 °C secondo il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata » [1]), attuato per mezzo di R_4 e R_7.
L'assenza del trasformatore e la reazione negativa, attuata riportando parte del segnale presente sull'altoparlante alla base del primo transistor, assicurano una bassa percentuale di distorsione.
La sensibilità del complesso, a massimo pilotaggio, è di 4,5 μV. La corrente di batteria è di 980 mA con 12 V.

[1]) Cap. 5, paragrafo 2.1.

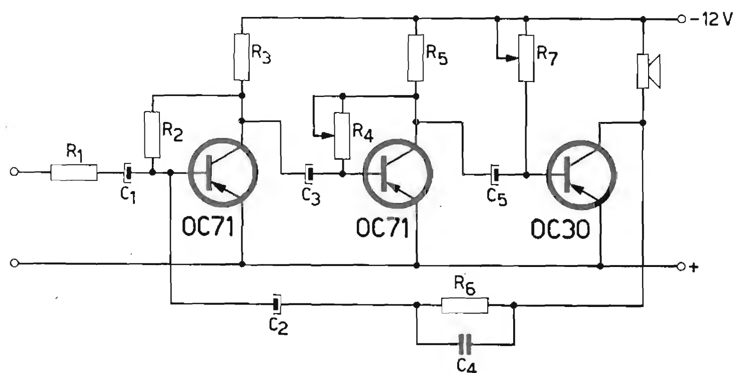


Fig. 7.33. Schema elettrico dell'amplificatore senza trasformatori, potenza di uscita 2,5 W

R_1 =	10 kΩ	C_1 =	10 μF
R_2 =	56 kΩ	C_2 =	5 μF
R_3 =	1 kΩ	C_3 =	25 μF
R_4 =	2 kΩ	C_4 =	33 pF
R_5 =	120 Ω	C_5 =	80 μF
R_6 =	220 kΩ		
R_7 =	1 kΩ		

34. Amplificatore HI-FI, potenza di uscita 4 W

L'amplificatore (fig. 7.34) il cui stadio finale è costituito da un solo transistor funzionante in classe A è in grado di fornire all'uscita, con un segnale d'ingresso di 200 mV, una potenza di 4 W con il 5% di distorsione.
Lo stadio finale è accoppiato all'altoparlante tramite una bobina di arresto.
La reazione negativa si attua prelevando dall'altoparlante una parte del segnale di uscita e riportandolo attraverso una rete di reazione costituita dal parallelo R_{10} - C_5 sul punto a più basso potenziale del circuito di emettitore dell'OC 171. Il disegno riportato sotto lo schema mostra la piastra di raffreddamento in alluminio del transistor finale OC 26.
La banda passante a — 3 *dB* va da 25 Hz a 20 kHz.

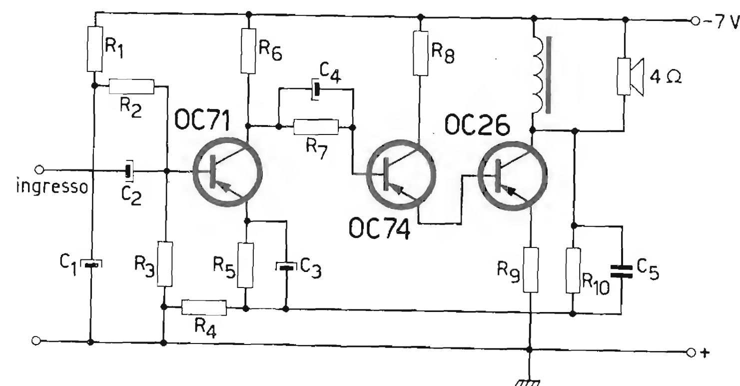
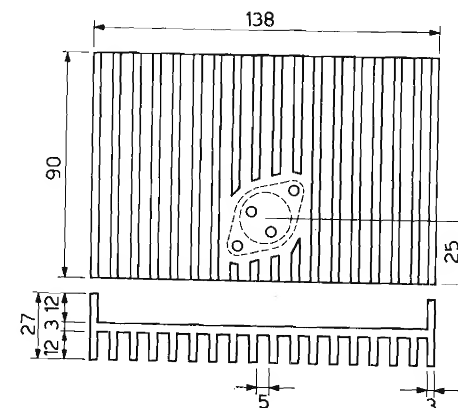


Fig. 7.34. Schema elettrico dell'amplificatore Hi-Fi, potenza di uscita 4 W.

R_1 =	8.200 Ω
R_2 =	10 kΩ
R_3 =	10 kΩ
R_4 =	22 Ω
R_5 =	680 Ω
R_6 =	1.500 Ω
R_7 =	3.900 Ω
R_8 =	47 Ω
R_9 =	0,15 Ω
R_{10} =	470 Ω
C_1 =	80 μF
C_2 =	10 μF
C_3 =	100 μF
C_4 =	32 μF
C_5 =	10.000 pF



35. Amplificatore addizionale stereofonico

Volendo ottenere con un normale ricevitore riproduzioni sonore di nastri magnetici o dischi stereofonici è necessario far uso di un amplificatore addizionale con altoparlante separato.
Così facendo il ricevitore può essere usato per la riproduzione delle note basse per entrambi i canali (frequenza fino a 300 Hz) mentre due amplificatori addizionali separati riproducono le note acute (da 300 Hz a 12 kHz). Questo sistema inoltre permette di ottenere un sensibile miglioramento della curva di risposta in frequenza. Uno schema a blocchi di questo complesso è illustrato in fig. 7.35a, e lo schema elettrico di uno degli amplificatori addizionali è riprodotto in figura 7.35b. L'alimentazione di entrambi gli amplificatori viene effettuata con tensione continua (— 24 V), ottenuta dalla rete. Nei primi due stadi, che impiegano l'OC 75, sono amplificati solo i segnali di frequenza compresa tra i 60 Hz e i 12 kHz. Dopo questi stadi le componenti del segnale aventi frequenza inferiore ai 300 Hz sono filtrate e applicate alla parte di BF del ricevitore.
Lo stadio finale è stabilizzato secondo il principio della stabilizzazione « con tensione di batteria dimezzata » [1].
La potenza di uscita è di 1W (per ogni amplificatore addizionale).

[1]) Cap. 5, paragrafo 2.1.

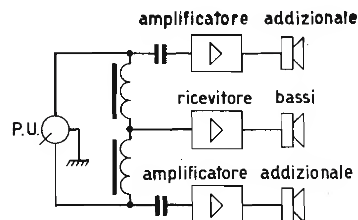


Fig. 7.35a. Schema a blocchi indicante la sistemazione del complesso radio più amplificatori addizionali.



Transistor al germanio ottenuto con processo di lega, per amplificazione di segnali deboli.

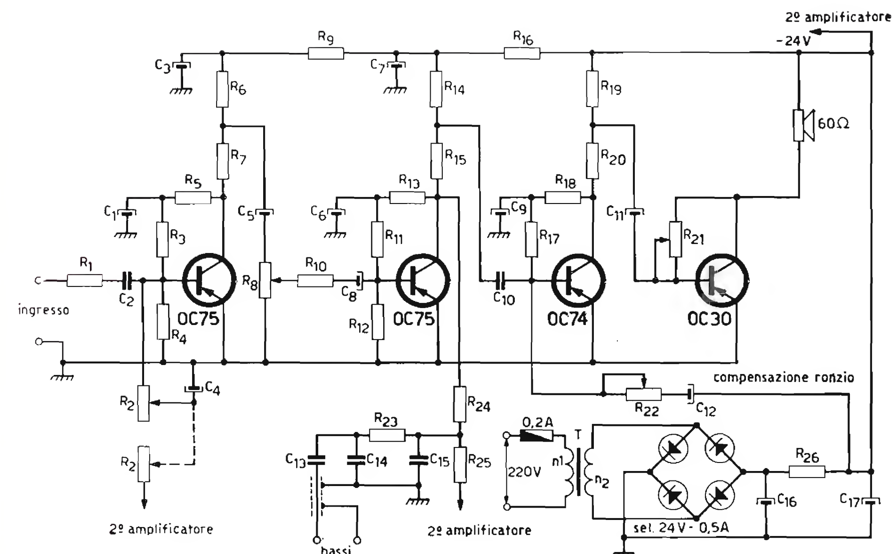


Fig. 7.35b. Schema elettrico di un amplificatore addizionale stereofonico.

R_1 = 330 kΩ	R_{17} = 10 kΩ	C_7 = 100 μF
R_2 = 5 kΩ	R_{18} = 4.700 Ω	C_8 = 3,2 μF
R_3 = 120 kΩ	R_{19} = 680 Ω, ½ W	C_9 = 3.000 pF
R_4 = 2.200 Ω	R_{20} = 150 Ω	C_{10} = 0,33 μF
R_5 = 100 kΩ	R_{21} = 10 kΩ	C_{11} = 50 μF
R_6 = 10 kΩ	R_{22} = 100 kΩ	C_{12} = 3,2 μF
R_7 = 1 kΩ	R_{23} = 100 kΩ	C_{13} = 0,1 μF
R_8 = 10 kΩ	R_{24} = 39 kΩ	C_{14} = 33.000 pF
R_9 = 3.300 Ω	R_{25} = 39 kΩ	C_{15} = 8.200 pF
R_{10} = 1 kΩ	R_{26} = 17 Ω, 2 W	C_{16} = 1.000 μF
R_{11} = 100 kΩ	C_1 = 400 pF	C_{17} = 1.000 μF
R_{12} = 2.200 Ω	C_2 = 10.000 pF	
R_{13} = 82 kΩ	C_3 = 10 μF	
R_{14} = 1.500 Ω	C_4 = 10 μF	
R_{15} = 3.900 Ω	C_5 = 3,2 μF	T : n_1 = 2.950 spire
R_{16} = 1.500 Ω	C_6 = 400 pF	n_2 = 480 spire



Aggraffatura dei transistor Philips di bassa frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

36. Amplificatore BF, potenza di uscita 120 W

La sensibilità di questo amplificatore è di 100 mV a pieno pilotaggio, cioè con potenza di uscita di 120 W.
La regolazione delle note acute e delle note basse viene effettuata agendo sui potenziometri R_{20} e R_{22}.
Il comportamento dell'amplificatore alle varie frequenze, con i controlli dei bassi e degli acuti alternativamente al minimo e al massimo, appare dalle curve illustrate in fig. 7.36a.
Il circuito di ingresso può essere commutato su tre diverse posizioni; e cioè su: parlato, musica e microfono supplementare da usare per annunci locali.
La tensione di alimentazione fissata a un valore di 20 V, si ottiene raddrizzando la tensione di rete con un circuito rettificatore esafase, illustrato separatamente in fig. 7.36c.

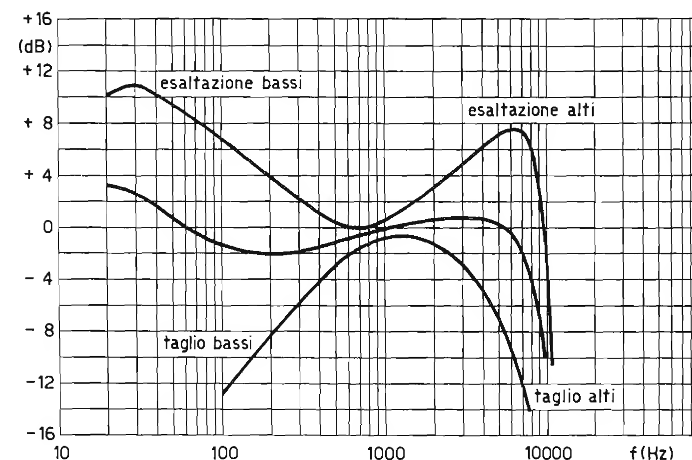


Fig. 7.36a. Curve di risposta in frequenza dell'amplificatore.

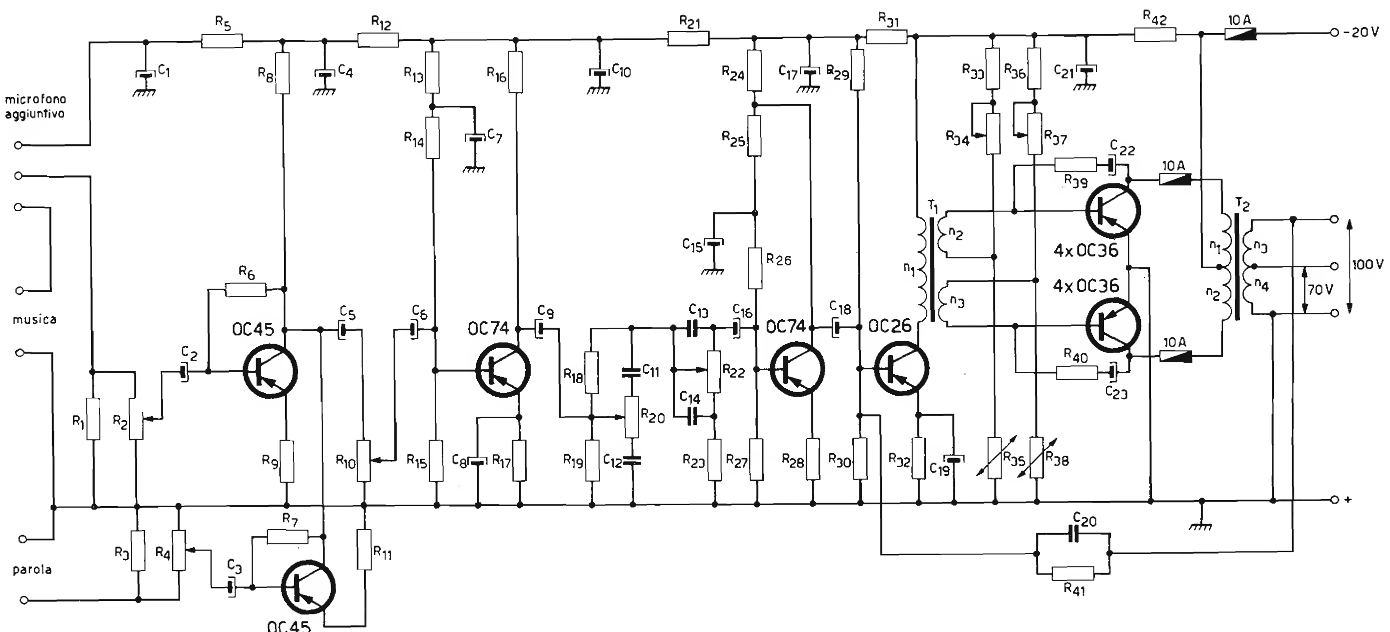


Fig. 7.36b. Schema elettrico dell'amplificatore di BF, con potenza di uscita di 120 W.

R_1 = 1.500 Ω	R_{15} = 10 kΩ	R_{29} = 1.800 Ω	C_1 = 100 μF, 12,5 V
R_2 = 1 kΩ	R_{16} = 1.800 Ω	R_{30} = 470 Ω	C_2 = 16 μF, 3 V
R_3 = 1.500 Ω	R_{17} = 560 Ω	R_{31} = 220 Ω	C_3 = 16 μF, 3 V
R_4 = 1 kΩ	R_{18} = 6.800 Ω	R_{32} = 39 Ω	C_4 = 100 μF, 25 V
R_5 = 12 kΩ, 5,5 W	R_{19} = 22 kΩ	R_{33} = 220 Ω	C_5 = 16 μF, 3 V
R_6 = 330 kΩ	R_{20} = 50 kΩ	R_{34} = 750 Ω (w.w.)	C_6 = 16 μF, 3 V
R_7 = 330 kΩ	R_{21} = 150 Ω	R_{35} = 4 Ω (NTC)	C_7 = 50 μF, 12,5 V
R_8 = 12 kΩ	R_{22} = 10 kΩ	R_{36} = 220 Ω	C_8 = 100 μF, 12,5 V
R_9 = 1.500 Ω	R_{23} = 220 Ω	R_{37} = 750 Ω (w.w.)	C_9 = 25 μF, 6 V
R_{10} = 50 kΩ	R_{24} = 3.300 Ω	R_{38} = 4 Ω (NTC)	C_{10} = 100 μF, 25 V
R_{11} = 1.500 Ω	R_{25} = 33 kΩ	R_{39} = 220 Ω. 5,5 W	C_{11} = 10.000 pF, 400 V
R_{12} = 680 Ω	R_{26} = 47 kΩ	R_{40} = 220 Ω, 5,5 W	C_{12} = 47.000 pF, 400 V
R_{13} = 22 kΩ	R_{27} = 10 kΩ	R_{41} = 100 kΩ	C_{13} = 0,25 μF,
R_{14} = 22 kΩ	R_{28} = 12 Ω	R_{42} = 10 kΩ, 5,5 W	C_{14} = 2 μF,
			C_{15} = 25 μF, 6 V
			C_{16} = 100 μF, 3 V
			C_{17} = 800 μF, 25 V
			C_{18} = 100 μF, 12,5 V
			C_{19} = 1.000 μF, 6 V
			C_{20} = 270 pF,
			C_{21} = 1.000 μF, 50 V
			C_{22} = 500 μF, 40 V
			C_{23} = 500 μF, 40 V

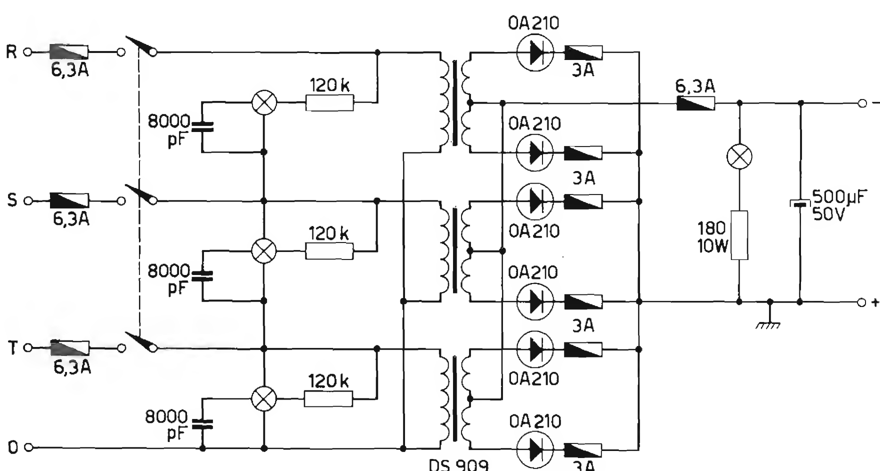


Fig. 7.36c. Schema elettrico del raddrizzatore usato per l'alimentazione dell'amplificatore di fig. 7.36b

T_1 : n_1 = 1.000 spire
n_2 = 200 spire
n_3 = 200 spire

T_2 : n_1 = 56 spire
n_2 = 56 spire
n_3 = 110 spire
n_4 = 254 spire

37. Semplice megafono transistorizzato

Il microfono deve essere collocato a ragionevole distanza dalle altre parti che compongono il megafono, per evitare inneschi. Per non consumare le batterie nei momenti di pausa, si è inserito un interruttore a pulsante. La potenza di uscita è di 0,2 W.

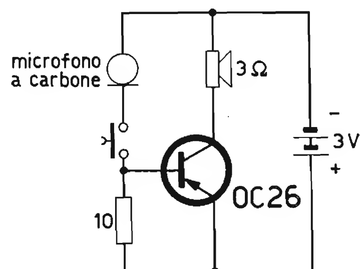


Fig. 7.37. Schema elettrico di un megafono transistorizzato.

38. Amplificatore per microfoni dinamici

Questo amplificatore impiega un OC 70 montato con base a massa, il segnale è quindi applicato all'emettitore.
Per non dover dare un potenziale positivo all'emettitore ricorrendo ad una batteria separata, si dà alla base, per mezzo di un partitore di tensione, un potenziale leggermente negativo rispetto a quello dell'emettitore.

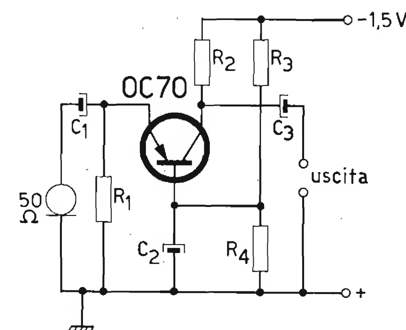


Fig. 7.38. Schema elettrico dell'amplificatore per microfoni dinamici.

R_1 =	330 Ω	C_1 =	8 μF
R_2 =	1.800 Ω	C_2 =	8 μF
R_3 =	39 kΩ		
R_4 =	10 kΩ		

39. Amplificatore da usare con un fonorivelatore magnetodinamico

Questo circuito illustra un preamplificatore da interporre, quale adattatore di impedenza, tra un fonorivelatore magnetodinamico e la presa fono di un comune radioricevitore.
La necessaria esaltazione delle note basse e la relativa attenuazione delle note acute si ottengono rispettivamente per mezzo di circuiti correttori formati da R_8, C_4 e R_6.
L'alimentazione in continua (36 V) è ottenuta dalla rete con l'impiego di un circuito raddrizzatore a una sola semionda.

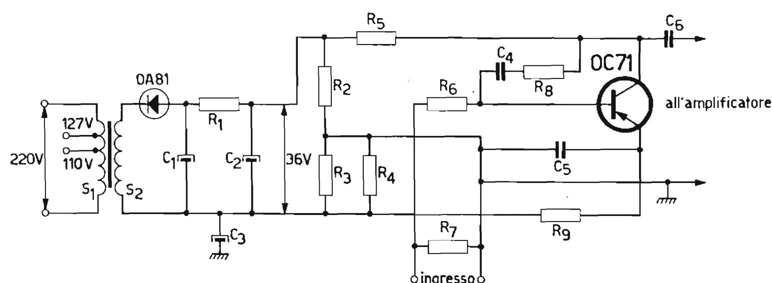


Fig. 7.39. Schema elettrico dell'amplificatore per fonorivelatore magnetodinamico.

R_1 =	33 kΩ	C_1 =	20 μF
R_2 =	200 kΩ	C_2 =	20 μF
R_3 =	20 kΩ	C_3 =	32 μF
R_4 =	47 kΩ (NTC)	C_4 =	1.000 pF
R_5 =	100 kΩ	C_5 =	32 μF
R_6 =	10 kΩ	C_6 =	22.000 pF
R_7 =	470 kΩ		
R_8 =	330 kΩ	S_1 =	7.000 spire
R_9 =	10 kΩ	S_2 =	1.300 spire

40. Amplificatore per conversazioni telefoniche

Accostando la bobina rivelatrice (L_1) all'apparecchio telefonico il flusso disperso dal trasformatore di linea dell'apparecchio vi induce un segnale, che viene quindi amplificato in modo tale da permettere ad altri di udire la conversazione. La potenza di uscita è debole, per cui si rende necessario l'uso di una cuffia o di un auricolare che abbiano una impedenza di 2 kΩ.
Come è possibile rilevare dal circuito illustrato in fig. 7.40, per l'accoppiamento tra i due transistor, si impiega un trasformatore, che ha il duplice scopo di ridurre la tensione di batteria necessaria e di migliorare il guadagno.

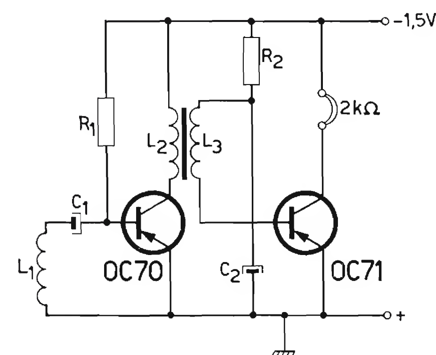


Fig. 7.40. Schema elettrico dell'amplificatore per conversazioni telefoniche.

R_1 =	220 kΩ	C_1 =	10 μF	L_1 =	0,144 μH
R_2 =	50 kΩ	C_2 =	10 μF	L_2 =	6,8 H
				L_3 =	0,333 H

41. Amplificatore a tre transistor, ad accoppiamento diretto, per deboli di udito

Si usa un amplificatore ad accoppiamento diretto, perchè offre il vantaggio di una completa eliminazione dei condensatori, e di conseguenza una riduzione di formato e di prezzo. Con la corrente di collettore del transistor finale regolata sui 2,2 mA, per mezzo della resistenza R_1 (160 kΩ ÷ 400 kΩ) e una temperatura ambiente di 25 °C, la corrente di dissipazione totale è di 2,8 mA.
L'amplificatore comunque lavora in modo soddisfacente in una gamma di temperatura ambiente compresa tra 0 e 39 °C.

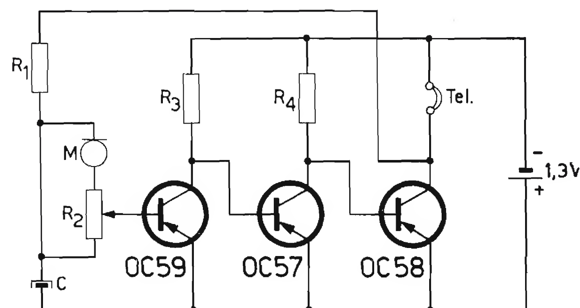


Fig. 7.41. Schema elettrico dell'amplificatore per deboli d'udito.

R_2 = 20 Ω
R_3 = 3.900 Ω
R_4 = 3.900 Ω

C = 6 μF

Microfono
Z = 2,5 kΩ a 1 kHz
R = 1.000 Ω

Auricolare
Z = 600 Ω a 1 kHz
R = 175 Ω

42. Amplificatore a tre transistor per deboli di udito

Il circuito illustrato in fig. 7.42, impiegando transistor del tipo sub-miniatura e un numero minimo di componenti, può essere sistemato in modo da occupare un piccolo volume, ed essere quindi facilmente inserito nella montatura di un paio di occhiali, o posto direttamente nell'orecchio. Il microfono, di tipo magnetodinamico, deve avere una resistenza di 2 kΩ e una impedenza del medesimo valore. L'auricolare per l'ascolto dovrebbe avere una resistenza di 200 Ω e una impedenza di 650 Ω. Usando per l'alimentazione una cella Mallory, tipo RM625, si può raggiungere una durata di vita di 110 ore, con una corrente totale di 2,7 mA.

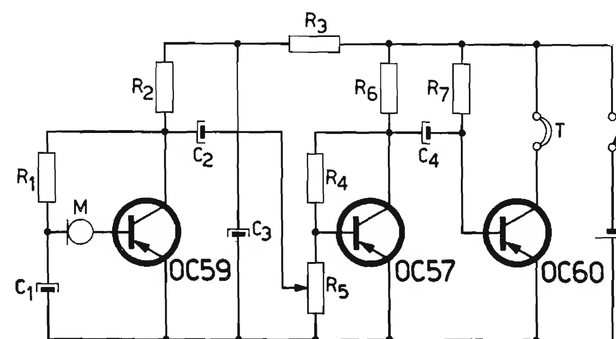


Fig. 7.42. Schema elettrico dell'amplificatore per deboli di udito.

R_1 = 100 kΩ
R_2 = 3,3 kΩ
R_3 = 270 Ω
R_4 = 100 kΩ
R_5 = 50 kΩ; lin.
R_6 = 3,3 kΩ
R_7 = 47 kΩ

C_1 = 2,5 μF/6,4 V
C_2 = 2,5 μF/6,4 V
C_3 = 10 μF/4 V
C_4 = 2.5 μF/6 V

Tensione di alimentzione = 1,3 V

Le resistenze hanno una tolleranza del ± 10% e una dissipazione di 100 mW.

43. Apparecchiatura per comunicazioni interfoniche interne

In fig. 7.43a è illustrata una apparecchiatura per comunicazioni interfoniche. L'apparecchio alimentato con una batteria da 8 V è in grado di fornire, con un segnale di ingresso di 0,4 mV e con l'% di distorsione, una potenza d'uscita da 325 mW.

Il circuito illustrato in fig. 7.43b, indica le commutazioni che si devono eseguire per inserire le posizioni di: chiamata, trasmissione e ascolto.

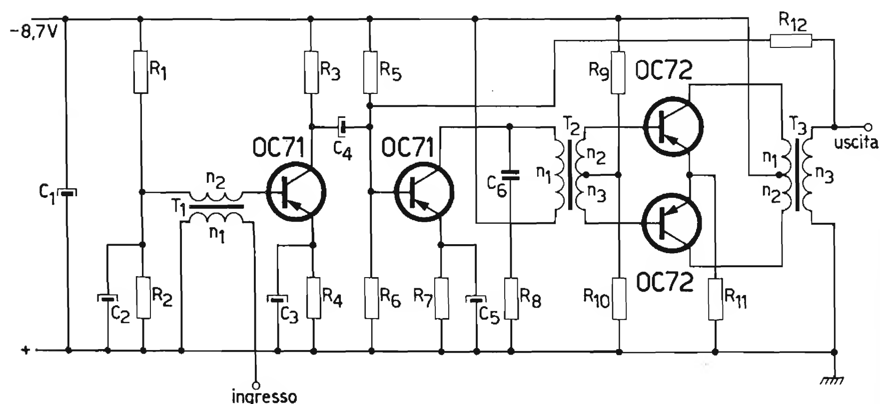
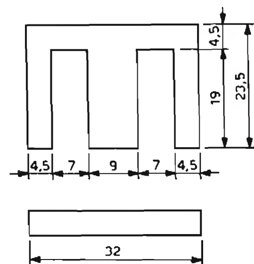


Fig. 7.43a. Schema elettrico del ricetrasmettitore per comunicazioni telefoniche interne.



R_1 = 120 kΩ
R_2 = 22 kΩ
R_3 = 5.600 Ω
R_4 = 2.700 Ω
R_5 = 12 kΩ
R_6 = 15 kΩ
R_7 = 1.500 Ω
R_8 = 1 kΩ
R_9 = 4.700 Ω
R_{10} = 100 Ω
R_{11} = 14 Ω
R_{12} = 70 kΩ

C_1 = 100 μF
C_2 = 10 μF
C_3 = 50 μF
C_4 = 32 μF
C_5 = 50 μF
C_6 = 0,1 μF

T_1 : n_1 = 36 spire
n_2 = 890 spire
T_2 : n_1 = 890 spire
n_2 = 635 spire
n_3 = 635 spire
T_3 : n_1 = 210 spire
n_2 = 210 spire
n_3 = 38 spire

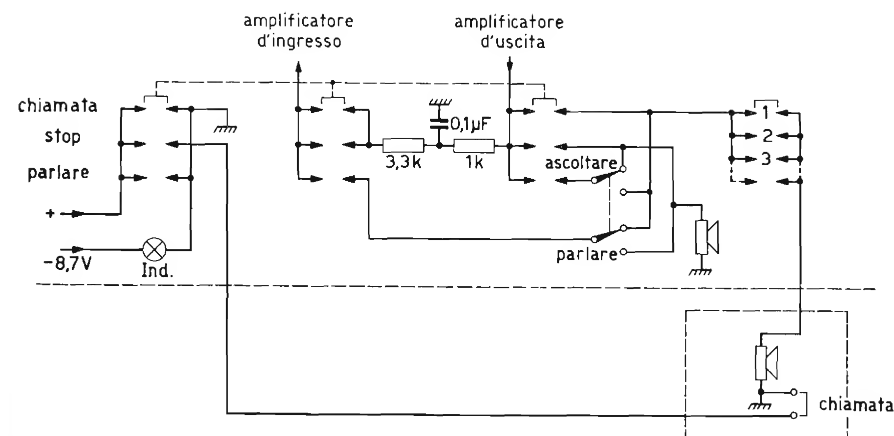


Fig. 7.43b. Particolare del sistema di commutazione con cui si passa successivamente nelle posizioni di: chiamata, trasmissione, ascolto, usando lo stesso altoparlante come microfono.

44. Apparecchiatura transistorizzata per comunicazioni personali a distanza

L'utilizzazione di questa apparecchiatura prevede che ciascuna persona che deve essere chiamata porti con sè un piccolo ricevitore tascabile equipaggiato con transistor OC 66 del tipo miniatura.
Ogni ricevitore è in grado di captare i segnali di alta frequenza irradiati entro un'area determinata da una speciale antenna che si estende lungo tutto il perimetro dell'area interessata.
In ogni ricevitore è incluso un circuito selettivo, accordato sulla particolare frequenza assegnata individualmente.
Il segnale di chiamata viene amplificato nel primo e nel secondo stadio; questo a sua volta comanda un oscillatore che entrando in oscillazione, manda sulla base del transistor finale impulsi negativi di tensione di valore tale da portarlo temporaneamente, essendo il transistor polarizzato all'interdizione, in conduzione: facendolo cioè lavorare in classe C.
Dal collettore dell'OC 71 la reazione positiva, attraverso la rete composta da R_{12} e C_9, riporta all'ingresso del secondo stadio un segnale in fase col segnale presente.
Di conseguenza questo stadio e lo stadio finale entreranno in oscillazione generando nella cuffia un segnale forte.
L'oscillatore innesca solo con un segnale di determinata frequenza, quella cioè assegnata a ogni singola unità, poichè tutti i segnali di frequenza diversa vengono eliminati per mezzo di fitlri.
Udendo questo segnale, l'ascoltatore commuta l'interruttore S nella posizione 2. Così facendo esclude l'oscillatore e la rete di reazione, e nello stesso tempo polarizza mediante l'inserimento della resistenza R_7, lo stadio finale in classe A, e potrà così ascoltare il messaggio trasmesso.
L'antenna è alimentata da un comune amplificatore, con filtro passa basso a 3 kHz; e può essere regolata in modo tale da poter effettuare fino a 20 chiamate a diverse frequenze.

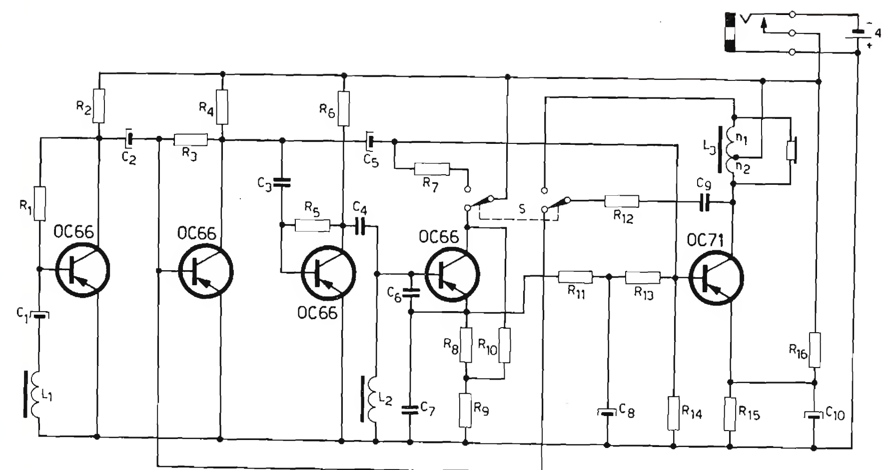


Fig. 7.44. Schema elettrico di un ricevitore per comunicazioni personali a distanza.

R_1	=	15 kΩ
R_2	=	1.800 Ω
R_3	=	12 kΩ
R_4	=	820 Ω
R_5	=	470 kΩ
R_6	=	10 kΩ
R_7	=	1.800 Ω
R_8	=	4.700 Ω
R_9	=	100 Ω
R_{10}	=	8.200 Ω
R_{11}	=	4.700 Ω
R_{12}	=	8.200 Ω
R_{13}	=	5.600 Ω
R_{14}	=	3.300 Ω
R_{15}	=	150 Ω
R_{16}	=	1.200 Ω

C_1	=	2 μF
C_2	=	2 μF
C_3	=	6.800 pF
C_4	=	18 μF
C_5	=	2 μF
C_6	=	5.600 pF
C_7	=	0,1 μF
C_8	=	30 μF
C_9	=	0,5 μF
C_{10}	=	50 μF
L_1	=	2.000 spire - nucleo in ferrite
L_2	=	100 mH
L_3	=	n_1 = 3.300 spire
		n_2 = 300 spire

S : in posizione di chiamata

45. Amplificatore a due stadi ad accoppiamento diretto

Gli inconvenienti dovuti alle variazioni di temperatura sono qui ridotti con l'uso di un transistor al silicio (meno sensibile del germano alle variazioni di temperatura) nel primo stadio.
Inoltre accoppiando direttamente i due stadi si ha uno sfasamento minimo tra la tensione di ingresso e la tensione di uscita. L'amplificazione di corrente può essere regolata, per mezzo del potenziometro R_8, tra 100 ($R_8 = 1$ kΩ) e 700 ($R_8 = 0$).
In questo secondo caso ($R_8 = 0$), C_1 viene a trovarsi collegato direttamente a massa con conseguente esclusione della reazione in corrente alternata. Così facendo il guadagno aumenta sensibilmente, ma nel contempo la frequenza di taglio si abbassa di molto, ed è di soli 4 kHz.

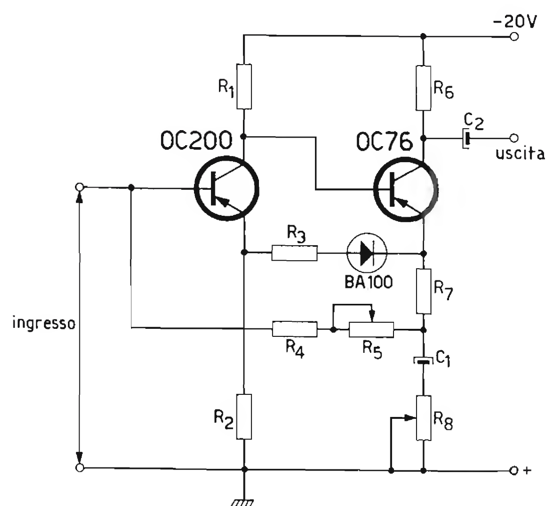


Fig. 7.45. Schema elettrico dell'amplificatore a due stadi ad accoppiamento diretto.

R_1 = 12 kΩ	R_5 = 50 kΩ	C_1 = 500 μF
R_2 = 2,5 Ω	R_6 = 1.800 Ω	C_2 = 50 μF
R_3 = 220 Ω	R_7 = 3.900 Ω	
R_4 = 2.200 Ω	R_8 = 1 kΩ	



Transistor al germanio ottenuto con processo di lega, per stadi finali e di potenza.

46. Amplificatore selettivo a 1 kHz

I due sistemi filtranti costituiti da R_3 - R_4 - C_2 e da R_6 - C_3 - C_4, che sono rispettivamente un filtro passa-basso e un filtro passa-alto, introducono in presenza di un segnale con una frequenza di 1 kHz una reazione di corrente molto debole, mentre un segnale di ingresso che abbia una frequenza di 900 Hz o di 1,1 kHz viene attenuato di un fattore approssimativamente uguale a 40.

Il guadagno in tensione misurato tra la base del primo OC 75 e la resistenza di emettitore del secondo OC 71 è di circa 60. Questo transistor (OC 71) è montato come emitter-follower, e costituisce un carico costante per la rete dei filtri.

La sensibilità dello strumento può essere regolata col potenziometro R_9, e quella dell'altoparlante per mezzo del potenziometro R_{11}.

Lo stadio finale è del tipo a simmetria complementare (single-ended) e impiega, per evitare rotazioni di fase, un transistor di tipo PNP e uno di tipo NPN.

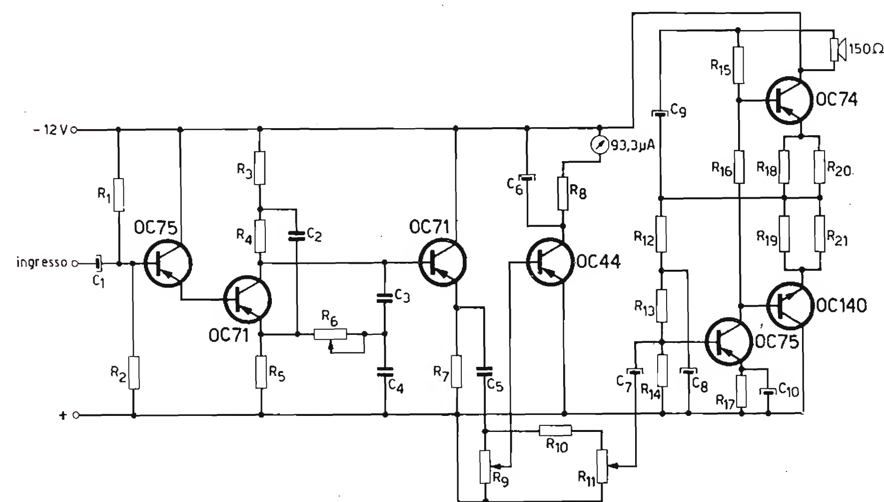


Fig. 7.46. Schema elettrico di un amplificatore selettivo a 1 kHz.

R_1 = 33 kΩ	R_9 = 10 kΩ	R_{17} = 560 Ω	C_3 = 0,18 µF
R_2 = 18 kΩ	R_{10} = 10 kΩ	R_{18} = 10 Ω	C_4 = 0,18 µF
R_3 = 1 kΩ	R_{11} = 10 kΩ	R_{19} = 10 Ω	C_5 = 0,1 µF
R_4 = 1 kΩ	R_{12} = 3.900 Ω	R_{20} = 10 Ω	C_6 = 6,4 µF
R_5 = 3.300 Ω	R_{13} = 27 kΩ	R_{21} = 10 Ω	C_7 = 6,4 µF
R_6 = 1 kΩ	R_{14} = 8.200 Ω		C_8 = 6,4 µF
R_7 = 2.700 Ω	R_{15} = 2.700 Ω	C_1 = 40 µF	C_9 = 64 µF
R_8 = 15 kΩ	R_{16} = 220 Ω	C_2 = 0,27 µF	C_{10} = 40 µF

47. Amplificatore ad accoppiamento diretto con una banda passante di 10 MHz

Questo amplificatore comprende due stadi quasi uguali (primo e terzo) ognuno dei quali è reazionato separatamente, con in più una reazione totale.
La tensione di uscita è in opposizione di fase rispetto alla tensione d'ingresso.
Il terzo transistor (OC 170) assolve la funzione di invertitore di fase e pilota quindi lo stadio finale. Il guadagno in corrente continua è di 20 dB, la banda passante di 10 MHz e la tensione di rumore di appena 1 mV. Il segnale di ingresso deve venire applicato attraverso una resistenza ohmica elevata.
Il funzionamento risulta soddisfacente con una temperatura ambiente non superiore a 75 °C.

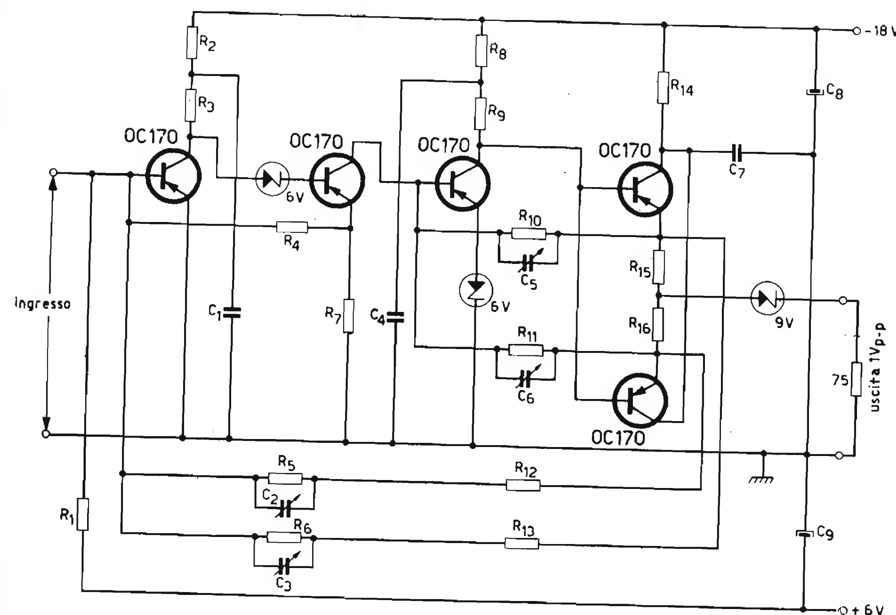


Fig. 7.47. Schema elettrico dell'amplificatore ad accoppiamento diretto con una banda passante di 10 MHz

R_1 = 2.650 Ω	R_9 = 1.800 Ω	C_1 = 0,1 μF
R_2 = 180 Ω	R_{10} = 1.600 Ω	C_2 = 20 pF
R_3 = 1.500 Ω	R_{11} = 1.600 Ω	C_3 = 20 pF
R_4 = 470 Ω	R_{12} = 3.900 Ω	C_4 = 0,1 μF
R_5 = 1.500 Ω	R_{13} = 3.900 Ω	C_5 = 20 pF
R_6 = 1.500 Ω	R_{14} = 27 Ω	C_6 = 20 pF
R_7 = 68 Ω	R_{15} = 150 Ω	C_7 = 0,1 μF
R_8 = 470 Ω	R_{16} = 150 Ω	C_8 = 500 μF
		C_9 = 500 μF

48. Amplificatore ausiliario pilota per un servo motore, potenza di uscita 30 W

La potenza di uscita massima di 30 W si ottiene a pieno pilotaggio, con un segnale di ingresso di circa 3 mA eff. e con un carico di 30 Ω.
La base di Tr_2 si trova per le componenti alternate collegata a massa attraverso C_1; conseguentemente i transistor Tr_1 e Tr_2 sono pilotati in controfase e ai capi di R_{10} e R_{11} si ha un segnale simmetrico. Questo segnale viene poi riportato sullo stadio pilota.
I transistor del primo e secondo stadio sono montati su alette di raffreddamento che hanno una superficie di 12,5 cm²; la massima temperatura ambiente ammissibile per avere un funzionamento soddisfacente è di 60° C.
Anche i transistor finali sono provvisti di alette di raffreddamento di alluminio annerito, delle seguenti dimensioni: 180 mm x 180 mm x 2 o 3 mm.

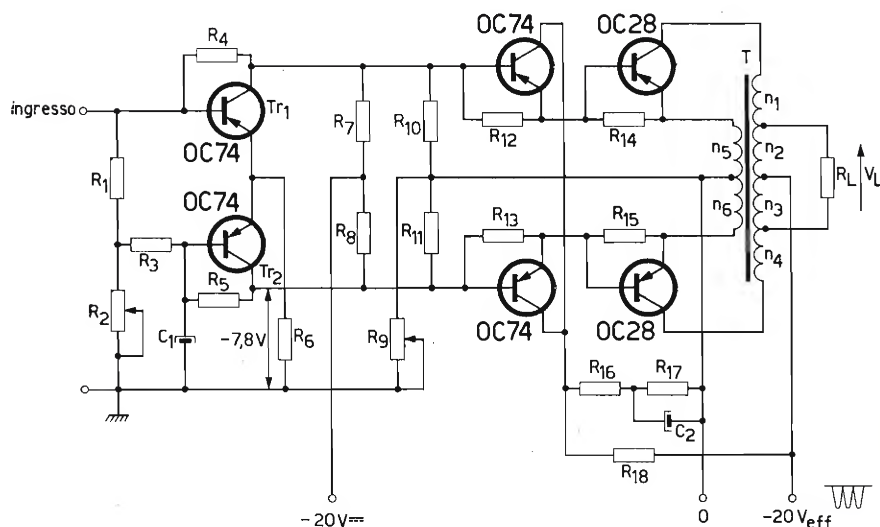


Fig. 7.48. Schema elettrico dell'amplificatore pilota per il comando di un servomotore, con potenza di uscita di 3 W

R_1 = 680 Ω	R_8 = 390 Ω	R_{15} = 470 Ω	T : n_1 = 53 spire
R_2 = 500 Ω	R_9 = 10 kΩ	R_{16} = 47 Ω	n_2 = 68 spire
R_3 = 680 Ω	R_{10} = 390 Ω	R_{17} = 33 Ω	n_3 = 68 spire
R_4 = 1.500 Ω	R_{11} = 390 Ω	R_{18} = 150 Ω	n_4 = 53 spire
R_5 = 1.500 Ω	R_{12} = 2.200 Ω	R_L = appross. 13 Ω	n_5 = 15 spire
R_6 = 47 Ω	R_{13} = 2.200 Ω	C_1 = 100 μF	n_6 = 15 spire
R_7 = 390 Ω	R_{14} = 470 Ω	C_2 = 100 μF	

49. Amplificatore pilota per il comando di un servomotore, frequenza di lavoro 400 Hz

La massima potenza di uscita che è di 0,4 W può essere ottenuta con un segnale di ingresso di 1 V_{eff}, applicato alla impedenza di ingresso di 500 Ω.
Il guadagno in potenza è di 83 dB.
Lo stadio finale è polarizzato in classe A con una $-V_{CE} = 14$ V e una $-I_c = 60$ mA.
Per rendere stabile il complesso si introduce per mezzo della rete costituita dalla resistenza R_{13} e dall'avvolgimento primario del trasformatore di uscita n_3, una reazione negativa di 21 dB.
Le reti filtranti costituite da R_{21} - C_9 e R_9 - C_4, sopprimono il ronzio; infatti se il ronzio introdotto dalla sorgente di alimentazione è minore di 0,4 V_{eff}, il ronzio all'ingresso dell'amplificatore è minore di 0,01 mV_{eff}.

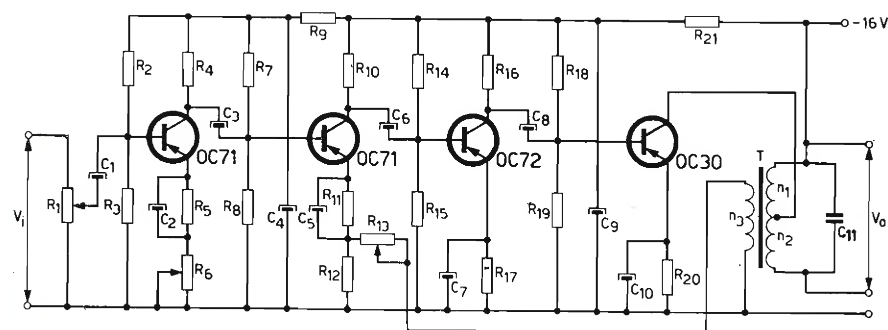
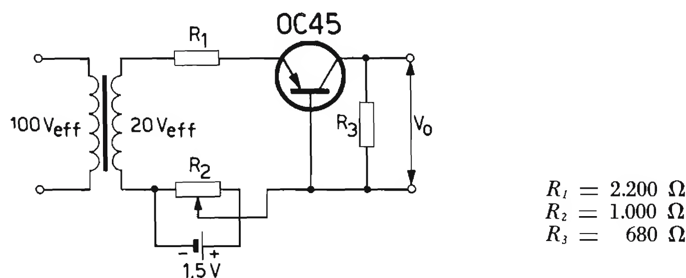


Fig. 7.49. Schema elettrico dell'amplificatore pilota per il controllo di un servomotore con frequenza di lavoro di 400 Hz

R_1 = 1 kΩ	R_{12} = 50 Ω	C_1 = 10 μF	n_1 = 580 spire
R_2 = 6.800 Ω	R_{13} = 1 kΩ	C_2 = 80 μF	n_2 = 200 spire
R_3 = 2.700 Ω	R_{14} = 6.800 Ω	C_3 = 10 μF	n_3 = 10 spire
R_4 = 2.200 Ω	R_{15} = 1.200 Ω	C_4 = 100 μF	
R_5 = 1 kΩ	R_{16} = 820 Ω	C_5 = 80 μF	
R_6 = 100 Ω	R_{17} = 220 Ω	C_6 = 10 μF	
R_7 = 6.800 Ω	R_{18} = 330 Ω	C_7 = 1.000 μF	
R_8 = 2.700 Ω	R_{19} = 150 Ω	C_8 = 10 μF	
R_9 = 1.500 Ω	R_{20} = 33 Ω	C_9 = 250 μF	
R_{10} = 4.700 Ω	R_{21} = 300 Ω	C_{10} = 5.000 μF	
R_{11} = 1 kΩ		C_{11} = 1 μF	

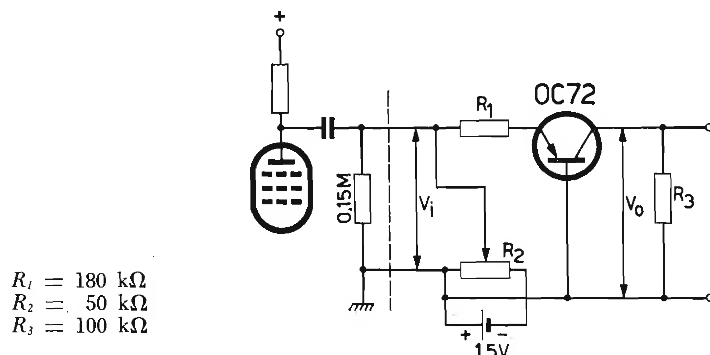
50. Amplificatore logaritmico

L'amplificatore illustrato in fig. 7.50a era originariamente progettato per essere usato in un oscilloscopio a doppia traccia.
Quando l'apparecchio è in conduzione la tensione di uscita è proporzionale al logaritmo della corrente di ingresso.
Quando invece è bloccato la componente alternata della tensione di uscita è nulla.
La batteria serve ad estendere la gamma logaritmica anche per le basse tensioni.
La gamma è tuttavia dipendente dalla temperatura, ma a questo inconveniente si può ovviare regolando opportunamente il potenziometro R_2.
Un'altra versione dello stesso amplificatore equipaggiato però con un OC 72, è illustrata in fig. 7.50b.
L'amplificatore cosí modificato è in grado di sopportare tensioni di ingresso di 30 V_{eff} e di fornire all'uscita una tensione di 200 mV di picco; la curva di risposta è lineare per un intervallo di frequenze che va da 0 a 20 kHz.



R_1 = 2.200 Ω
R_2 = 1.000 Ω
R_3 = 680 Ω

Fig. 7.50a. Schema elettrico dell'amplificatore logaritmico.



R_1 = 180 kΩ
R_2 = 50 kΩ
R_3 = 100 kΩ

Fig. 7.50b. Schema elettrico di un secondo amplificatore logaritmico.

Oscillatori

51. Oscillatore di BF a 1000 Hz

L'oscillatore vero e proprio è costituito solo dal primo stadio di questo circuito in cui si impiega un transistor OC 71 montato in un circuito oscillatore del tipo Hartley. Il secondo stadio pilota lo stadio finale, che comprende due transistor funzionanti in controfase (push-pull) e che assolve il compito di un comune stadio amplificatore. Con una tensione di alimentazione di 4,5 V la potenza ottenibile all'uscita è di 220 mW.
Lo stadio finale può anche essere omesso, in questo caso però la massima potenza di uscita si riduce a 5 mW.
La frequenza di lavoro dell'oscillatore è di 1 kHz.

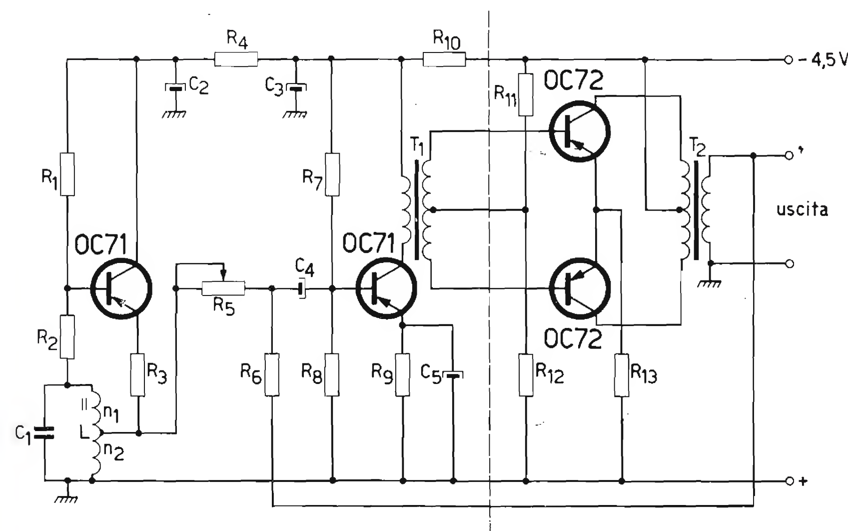


Fig. 7.51. Schema elettrico dell'oscillatore da 1 kHz.

R_1 = 7 kΩ	R_8 = 2.200 Ω	C_1 = 22.000 pF
R_2 = 1 kΩ	R_9 = 120 Ω	T_1 = rapporto 1 : (1 + 1)
R_3 = 56 Ω	R_{10} = 100 Ω	T_2 = impedenza r_{cc} = 115 Ω
R_4 = 100 Ω	R_{11} = 2.700 Ω	
R_5 = 5 MΩ	R_{12} = 100 Ω	n_1 = 1.426 spire
R_6 = 39 kΩ	R_{13} = 5 Ω	n_2 = 194 spire
R_7 = 6.800 Ω		

52. Oscillatore a bassa distorsione - Frequenza di oscillazione: 1 kHz.

All'atto della chiusura del circuito di alimentazione il transistor indicato con Tr_1 inizia a condurre normalmente. Il potenziale di collettore si abbassa, diventa cioè meno negativo, la base di Tr_2 di conseguenza divenuta essa pure meno negativa, e quindi il transistor è in interdizione.
La corrente di collettore decresce fino a divenire nulla, non si ha nessuna caduta di tensione nella resistenza R_5 e quindi la base di Tr_1 viene ad avere un forte potenziale positivo e il transistor viene bloccato.
Con Tr_1 in questa condizione la base di Tr_2 assume di nuovo una polarizzazione normale, e il transistor riprende a condurre.
Si ha così una caduta di tensione ai capi di R_5, il potenziale di base di Tr_1 diviene meno positivo, e quindi il transistor si sblocca tornando nuovamente a condurre e provocando di conseguenza l'immediato blocco di Tr_2, e così via.
La frequenza con cui avviene questa oscillazione dipende da: C_1 - C_2 - C_3 - R_7, e quindi può anche essere variata dando a questi componenti un diverso valore.
Si possono inoltre regolare (regolazione fine) la frequenza e l'ampiezza dell'oscillazione: la frequenza si regola agendo su R_9, l'ampiezza su R_8.
Volendo rendere stabile la tensione di uscita si è introdotta una reazione tra l'emettitore di Tr_1 e l'emettitore di Tr_2, facendo uso della lampada L_a.
La tensione di uscita viene prelevata tra il collettore e l'emettitore di Tr_3, montato come emitter-follower, così il carico dell'oscillatore viene mantenuto costante e indipendente dal carico applicato.
Il massimo grado di stabilità si ottiene con una tensione di uscita di 2-2,8 V_{eff}, valore al quale la distorsione è minore dell'1‰.
La massima tensione di uscita è di 3,5 V_{eff}, prelevata ai capi di una resistenza di 600 Ω, con una distorsione inferiore al 2,5‰.

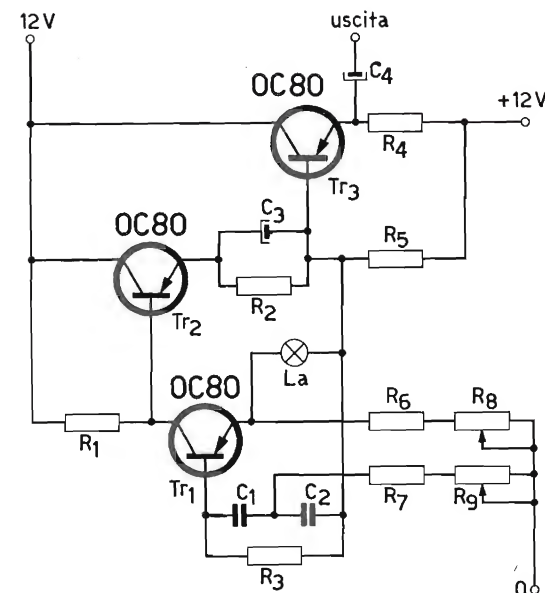


Fig. 7.52. Schema elettrico dell'oscillatore a 1 kHz con bassa distorsione.

R_1 = 1.500 Ω	R_6 = 56 Ω	C_1 = 33.000 pF
R_2 = 100 Ω	R_7 = 1.800 Ω	C_2 = 33.000 pF
R_3 = 10 kΩ	R_8 = 250 Ω	C_3 = 25 μF
R_4 = 820 Ω	R_9 = 1.000 Ω	C_4 = 25 μF
R_5 = 470 Ω		

53. Oscillatore modulato da usare in coppia con un radioricevitore sprovvisto di presa fono.

Il circuito illustrato in fig. 7.53 è del tipo Colpitts e genera una oscillazione con una frequenza di circa 160 kHz, che può essere modulata con un segnale di BF fornito da un fonorivelatore.
Un ricevitore in grado di ricevere la banda delle onde lunghe, ma sfornito di presa fono, può venire così utilizzato per la riproduzione di dischi inserendo i terminali di uscita di questo oscillatore nella presa di antenna del ricevitore stesso.
Il ricevitore dovrebbe poter essere accordato su una frequenza di circa 160 kHz, corrispondente ad una lunghezza d'onda di 1875 m.
Il condensatore di accordo C_6 permette di regolare la frequenza delle oscillazioni in modo che sia possibile evitare interferenze con il segnale emesso da un eventuale trasmettitore a onde lunghe.
La resistenza R_5 permette di regolare la percentuale di modulazione.
Qualora si usasse un fonorivelatore magnetico, quindi con bassa resistenza e con bassa tensione di uscita, la resistenza R_1 può anche essere omessa o cortocircuitata.

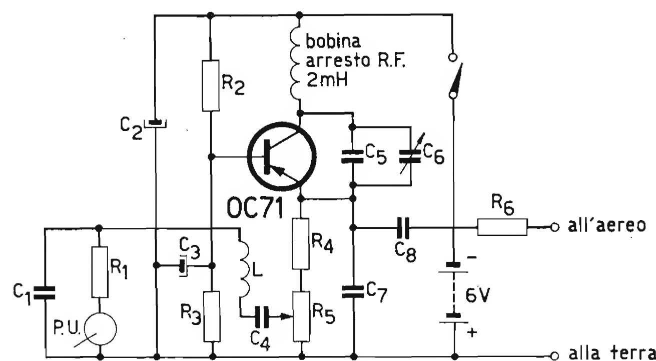


Fig. 7.53. Schema elettrico dell'oscillatore modulato da usare in coppia con un radioricevitore sprovvisto di presa fono.

R_1 =	10 kΩ	C_1 =	220 pF
R_2 =	6.800 Ω	C_2 =	8 µF
R_3 =	47 kΩ	C_3 =	8 µF
R_4 =	12 kΩ	C_4 =	0,5 µF
R_5 =	15 kΩ	C_5 =	470 pF
R_6 =	10 kΩ	C_6 =	30 pF
		C_7 =	5.000 pF
		C_8 =	5.000 pF

54. Oscillatore di BF

Il transistor Tr_1 è polarizzato in classe A, ed è l'oscillatore vero e proprio. Una forte reazione negativa introdotta dalla resistenza di emettitore R_2 rende il punto di lavoro di questo transistor indipendente dalle variazioni di temperatura e di tensione; il grado di stabilità, in tal modo ottenuto, può quindi venire influenzato solo da eventuali anomalie degli elementi del circuito.
Nel circuito di collettore del transistor Tr_2 è inserita una bobina di reazione negativa S_3, e in quello di base una bobina di reazione positiva S_2; così facendo si ha la certezza che il segnale al collettore di Tr_2 rimane sempre costante, anche quando si include nel circuito di collettore una impedenza, cioè quando l'oscillatore viene caricato.
E' inoltre possibile modulare l'oscillazione applicando il segnale modulante alla base di Tr_2.
Il circuito è dimensionato per oscillare a una frequenza di 15 kHz, ma naturalmente variando opportunamente i valori di alcuni componenti, si può farlo oscillare su frequenze diverse.

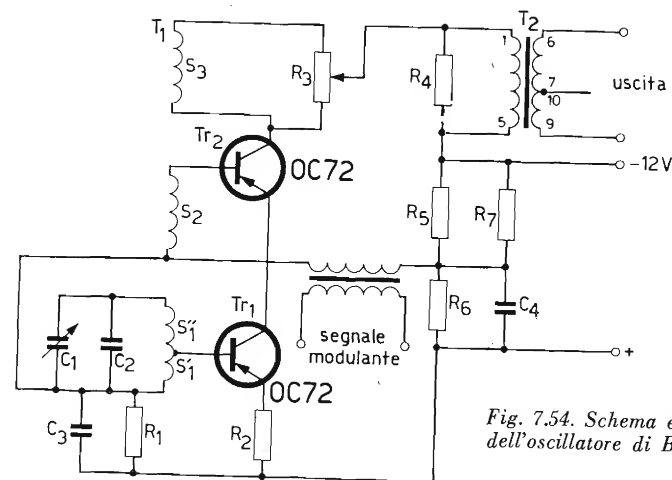
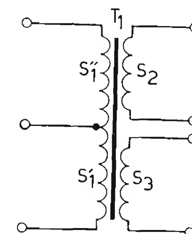


Fig. 7.54. Schema elettrico dell'oscillatore di BF.

R_1 =	180 Ω	C_1 =	160 pF
R_2 =	180 Ω	C_2 =	3.300 pF
R_3 =	50 Ω	C_3 =	2,5 µF
R_4 =	560 Ω	C_4 =	2,5 µF
R_5 =	560 Ω	$S_{1'} + S_{1''}$ =	33 mH
R_6 =	560 Ω	$S_{1'}$ =	19 spire
R_7 =	560 Ω	$S_{1''}$ =	205 spire
T_2 =	1-5: 968 spire	S_2 =	12 spire
	6-7: 968 spire	S_3 =	2 spire
	10-9: 968 spire		



55. Oscillatore controllato a quarzo

In questo circuito il cristallo è inserito tra l'emettitore e la base; il circuito risonante del collettore è accordato sulla frequenza di risonanza serie del cristallo, cosicchè la reazione introdotta è di sufficiente ampiezza e di fase giusta per dar luogo a oscillazioni.
La frequenza di oscillazione è di 157 kHz.

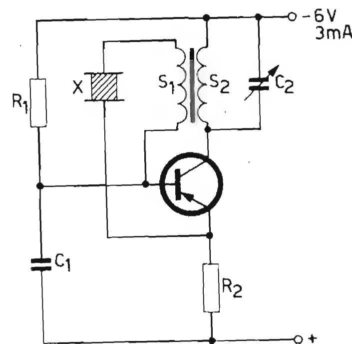


Fig. 7.55. Schema elettrico dell'oscillatore controllato con cristallo di quarzo.

R_1 = 150 kΩ
R_2 = 1.200 Ω

C_1 = 4.700 pF
C_2 = 100 pF

S_1 = 8 mH
S_2 = 100 μH

56. Oscillatore controllato con cristallo di quarzo

Questo circuito è progettato secondo uno schema convenzionale, per cui il cristallo viene inserito tra la base e il collettore del transistor. Non è prevista nessuna possibilità di regolazione della frequenza. La sostituzione del transistor può introdurre una variazione della frequenza di lavoro di circa 170 Hz.
Una variazione della tensione di alimentazione da 6 a 4 V dà una variazione nella frequenza di 60 Hz.
Le lievi variazioni di frequenza dovute alle variazioni della temperatura dipendono solamente dal cristallo.
La frequenza di oscillazione è di 7 MHz.

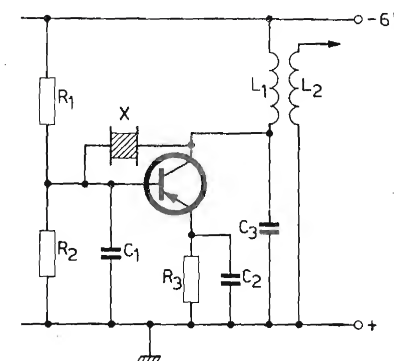


Fig. 7.56. Schema elettrico dell'oscillatore controllato con cristallo di quarzo.

R_1 = 3.900 Ω
R_2 = 2.700 Ω
R_3 = 1.800 Ω

C_1 = 180 pF
C_2 = 2.200 pF
C_3 = 22 pF

L_1 = 66 spire; 50-66 mH
L_2 = 11 spire

57. Oscillatore ad alta frequenza

Il circuito in esame è del tipo Colpitts, ed è dimensionato per oscillare a frequenze comprese tra 4 e 6 MHz.
La bobina di arresto L_1, posta nella rete di alimentazione elimina quasi totalmente l'eventualità che un segnale spurio influenzi l'oscillatore, e inoltre impedisce che l'oscillazione ad alta frequenza raggiunga la batteria.

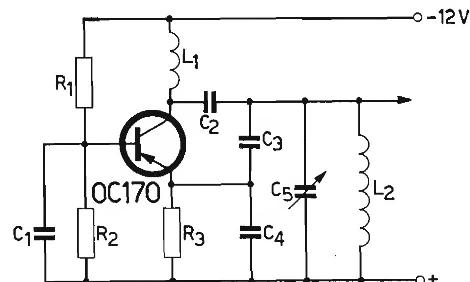


Fig. 7.57. Schema elettrico dell'oscillatore ad alta frequenza.

R_1 = 3.900 Ω
R_2 = 1.800 Ω
R_3 = 1.500 Ω

C_1 = 2.700 pF
C_2 = 150 pF
C_3 = 150 pF
C_4 = 2.700 pF
C_5 = 0-450 pF

L_1 = 1 mH bobina di arresto
L_2 = 30 spire; 2,5 μH

58. Oscillatore ad alta frequenza

La frequenza di lavoro di questo oscillatore è compresa tra 6 e 9 MHz, e può essere variata agendo sull'induttanza variabile L_1.
Le oscillazioni che si generano nell'induttanza di collettore sono smorzate controreazionando la base.

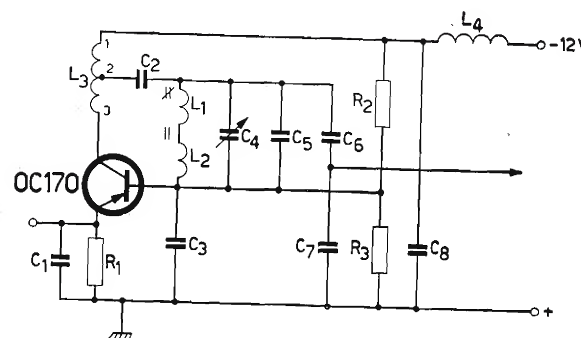


Fig. 7.58. Schema elettrico dell'oscillatore di alta frequenza.

R_1 = 2.200 Ω
R_2 = 1.500 Ω
R_3 = 1.500 Ω

C_1 = 330 pF
C_2 = 330 pF
C_3 = 560 pF
C_4 = 25 pF
C_5 = 330 pF
C_6 = 330 pF
C_7 = 1.200 pF
C_8 = 2,5 μF

L_1 = 30 spire
5,35-9,5 μH; Q ≥ 80
L_2 = 5 spire; 3 μH
L_3 = 1-2 = 7 spire
2-3 = 7 spire
L_4 = 220 μH bobina di arresto

59. Oscillatore a 51,2 kHz controllato con un cristallo di quarzo

Il circuito che viene preso in esame è il primo di tre circuiti (figg. 7.59, 7.60, 7.61), che verranno ora trattati separatamente, ma che si completano a vicenda avendo la funzione di trasformare un segnale generato dall'oscillatore (fig. 7.59) e con una frequenza di 51,2 kHz, in un segnale ad onda quadra, ad alta stabilità con una frequenza di 50 Hz.
Il circuito illustrato in fig. 7.59 è quello dell'oscillatore. Esso è costituito da due stadi amplificatori, in cui il segnale presente all'uscita del secondo stadio è riportato all'ingresso del primo per mezzo di una rete di reazione costituita da un ponte di Meacham, il quale comprende in un suo ramo un cristallo di quarzo, e in quello opposto una lampada ad incandescenza per la stabilizzazione della corrente.
La tensione di uscita sinusoidale è applicata ad un terzo stadio amplificatore attraverso l'avvolgimento secondario n_3 del trasformatore T_2.
Il cristallo può essere stabilizzato e protetto dalle variazioni di temperatura con un circuito di protezione ausiliario del tipo illustrato in fig. 7.95.
La sua frequenza di oscillazione è di 51,2 kHz. In corrispondenza di questa frequenza il quarzo si comporta come una resistenza di valore bassissimo. Appena il complesso tende a variare questa frequenza a causa di avvenute variazioni di fase, il quarzo introduce subito una correzione di fase in senso opposto che annulla la variazione avvenuta. Ne deriva che il circuito è in condizioni di poter funzionare solo su una data frequenza, e inoltre, dato che la curva di risonanza del quarzo è molto acuta, non sono possibili che variazioni minime della frequenza prefissata.



Transistor al germanio ottenuto con processo di lega e diffusione, per circuiti di commutazione.

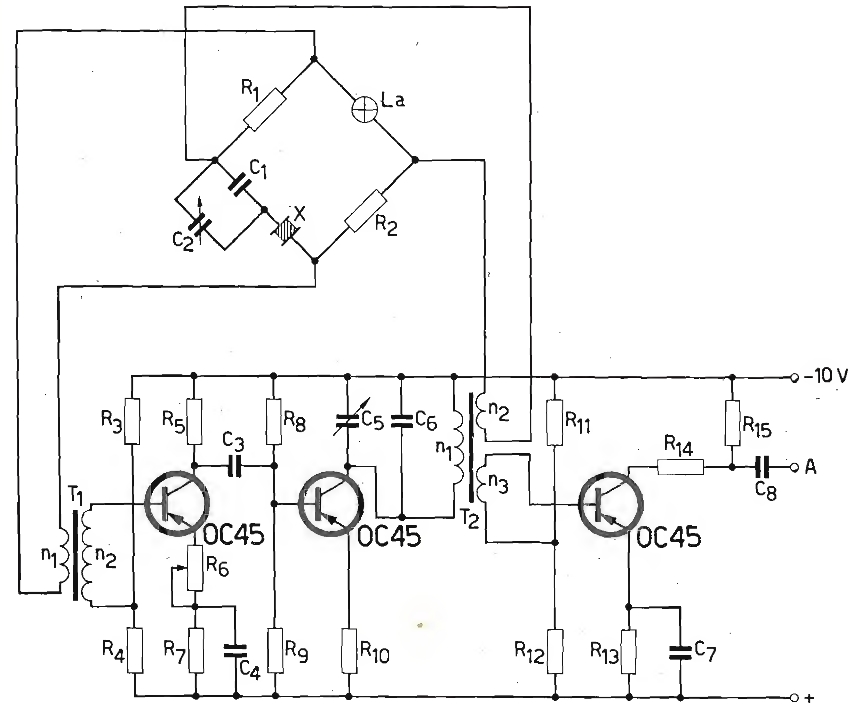


Fig. 7.59.
Schema elettrico dell'oscillatore a 51,2 kHz controllato con un cristallo di quarzo

R_1 = 100 Ω, 1%
R_2 = 470 Ω, 1%
R_3 = 4.700 Ω
R_4 = 1 kΩ
R_5 = 1 kΩ
R_6 = 250 Ω
R_7 = 220 Ω
R_8 = 4.700 Ω
R_9 = 560 Ω
R_{10} = 390 Ω
R_{11} = 4.700 Ω
R_{12} = 680 Ω
R_{13} = 220 Ω
R_{14} = 680 Ω
R_{15} = 220 Ω

C_1 = 10 pF
C_2 = 25 pF
C_3 = 0,1 μF
C_4 = 0,1 μF
C_5 = 25 pF
C_6 = 25 pF
C_7 = 0,1 μF
C_8 = 0,1 μF

T_1 : n_1 = 57 spire
n_2 = 125 spire
T_2 : n_1 = 410 spire
n_2 = 48 spire
n_3 = 48 spire

60. Generatore di impulsi

Il segnale sinusoidale generato dal circuito precedente (fig. 7.59) viene applicato a questo circuito che lo trasforma in un impulso con fronte di salita molto rapido, che può essere utilizzato per il pilotaggio di un multivibratore bistabile (flip-flop).
Non appena la semionda negativa del segnale supera un determinato valore il transistor, precedentemente bloccato, conduce facendo circolare corrente nell'avvolgimento n_1 che induce un impulso negativo in n_3 mantenendo il transistor in conduzione fino a quando la semionda positiva del segnale di ingresso lo torna a bloccare.

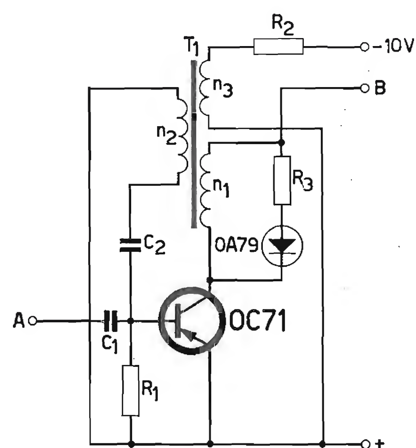


Fig. 7.60. Schema elettrico del generatore di impulsi.

R_1 = 1.000 Ω	C_1 = 1.500 pF	T_1 : n_1 = 60 spire
R_2 = 470 Ω	C_2 = 1.500 pF	n_2 = 15 spire
R_3 = 560 Ω		n_3 = 30 spire



Montaggio delle connessioni dei transistor di bassa frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

61. Catena di multivibratori bistabili (flip-flop)

Questa catena, come precedentemente detto, è pilotata dal circuito illustrato in fig. 7.60.
Ogni stadio divide la frequenza per due, cosicchè dopo 10 stadi si otterrà una riduzione di frequenza di $2^{10} = 1024$.
Perciò se all'ingresso vengono applicati degli impulsi con una frequenza di 51,2 kHz in uscita si otterrà una tensione ad onda quadra con una frequenza di 50 Hz.
Per meglio comprendere il funzionamento della catena occorre ricordare che all'istante iniziale il primo transistor del primo stadio e il primo del secondo stadio sono in conduzione.
Gli impulsi di comando (negativi) sono applicati agli emettitori dei transistor del primo stadio Tr_1 e Tr_2.
La tensione base-emettitore di Tr_1 (che è in conduzione) diviene positiva, cosicchè questo transistor viene bloccato; sul suo collettore si sviluppa quindi un impulso negativo che viene trasferito per mezzo del condensatore C_1 alla base di Tr_2 portandolo in conduzione. Di conseguenza il potenziale di collettore di questo transistor si abbassa, l'impulso positivo così generato viene quindi trasmesso dal condensatore C_2 alla base di Tr_1, accelerando il processo di interdizione.
Un secondo impulso negativo giungendo sull'emettitore di Tr_1 causa un nuovo cambiamento di stato, riportando Tr_1 in conduzione e Tr_2 in interdizione.
L'impulso negativo che appare ora sul collettore di Tr_2 viene trasmesso dal trasformatore T_1 al secondo stadio, il quale ripete il ciclo compiuto dallo stadio precedente e infine trasmette un impulso negativo allo stadio che segue. All'uscita del decimo stadio si può prelevare un impulso ad onda quadra, con una frequenza di: $\frac{51,2}{2^{10}}$ kHz $= 50$ Hz.

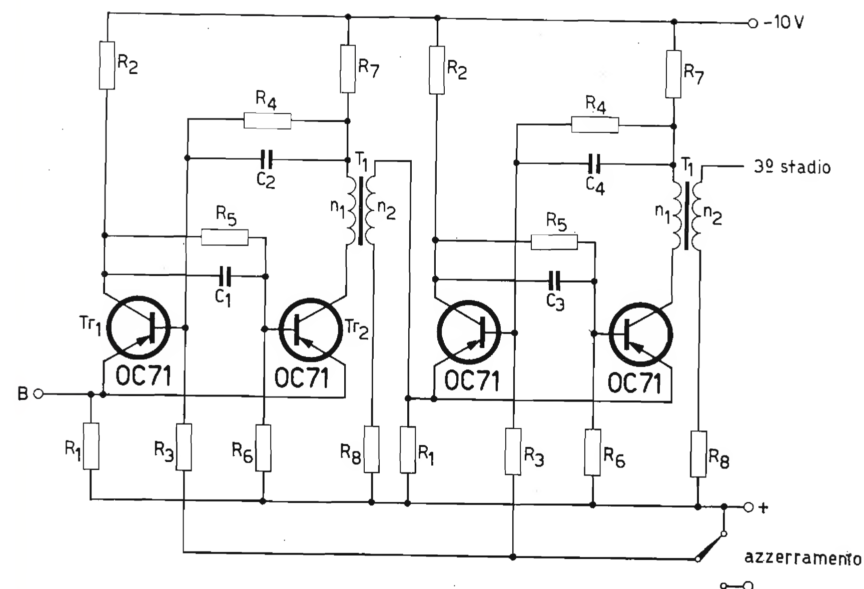


Fig. 7.61. Schema elettrico di due stadi della catena di flip-flop.

$R_1 =$ 1 kΩ	$C_1 =$ 680 pF	$T_1 : n_1 =$ 75 spire
$R_2 =$ 2.700 Ω	$C_2 =$ 680 pF	$n_2 =$ 75 spire
$R_3 =$ 1 kΩ	$C_3 =$ 820 pF	
$R_4 =$ 10 kΩ	$C_4 =$ 820 pF	
$R_5 =$ 10 kΩ		
$R_6 =$ 1 kΩ		
$R_7 =$ 2.700 Ω		
$R_8 =$ 470 Ω		

62. Unità di esercitazione Morse

La semplice unità per esercitazioni sull'alfabeto Morse descritta qui di seguito, impiega il transistor OC 71 montato in un circuito oscillante del tipo Colpitts.
Quale induttanza del circuito risonante si usa la bobina della cuffia stessa. Usando una cuffia con una impedenza di 2.000 Ω la frequenza di lavoro dell'oscillatore è di circa 1 kHz.

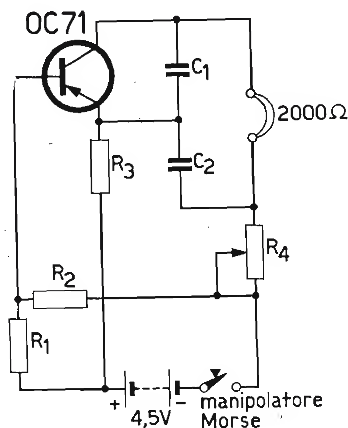


Fig. 7.62. Schema elettrico dell'unità di esercitazione Morse.

R_1 = 4.700 Ω
R_2 = 6.800 Ω
R_3 = 27 kΩ
R_4 = 47 kΩ

C_1 = 2.000 pF
C_2 = 2.500 pF

63. Oscillatore pilotato ad impulsi

Il circuito in esame illustra un oscillatore bloccato, in cui la reazione viene effettuata riportando, per mezzo del condensatore C_2, una parte del segnale di uscita sull'emettitore.
Applicando ai terminali di ingresso un segnale sinusoidale con una frequenza di 250 kHz, si otterranno in uscita impulsi con una frequenza di 50 kHz.
La bobina di arresto costituisce un filtro per la frequenza di lavoro.

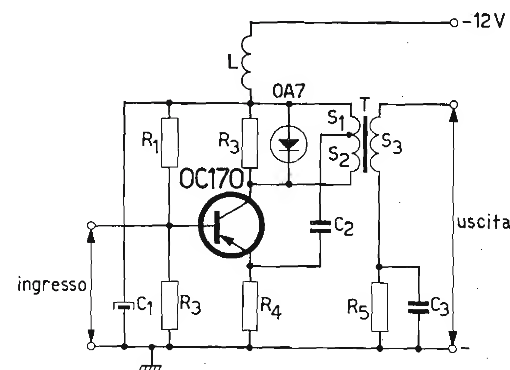


Fig. 7.63. Schema elettrico dell'oscillatore pilotato ad impulsi.

R_1 = 1.500 Ω
R_2 = 470 Ω
R_3 = 1.000 Ω
R_4 = 27 kΩ
R_5 = 5.600 Ω

C_1 = 2,5 μF
C_2 = 1.500 pF
C_3 = 10.000 pF

L = 10 mH
T : S_1 = 3 spire
S_2 = 10 spire
S_3 = 2 spire

64. Stadio convertitore di frequenza, da 100 MHz a 10,7 MHz.

Un segnale di ingresso con una frequenza di 100 MHz è applicato allo stadio amplificatore (costituito da L_1 - Tr_1 - L_2).
Il segnale amplificato presente all'uscita di questo stadio è trasferito attraverso C_6 allo stadio autooscillante mescolatore controllato a quarzo costituito da: (Tr_2 - C_8 - L_4); questo stadio oscilla ad una frequenza di 29,7 MHz.
Il segnale di ingresso viene così miscelato con la terza armonica della frequenza di oscillazione del quarzo.
Il battimento tra queste due frequenze dà luogo ad una frequenza risultante di 10,7 MHz, che si sviluppa ai capi di L_5.
La corrente di riposo è di 6 mA, l'impedenza di ingresso di 50 Ω; la sensibilità di 20 μV e la tensione di rumore minore di 3 μV.

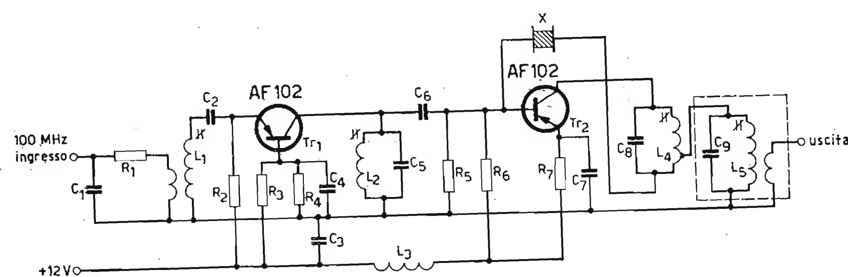


Fig. 7.64. Schema elettrico dello stadio convertitore di frequenza.

R_1 = 12 Ω
R_2 = 820 Ω
R_3 = 1.800 Ω
R_4 = 12 kΩ
R_5 = 3.300 Ω
R_6 = 3.300 Ω
R_7 = 3.300 Ω

C_1 = 2,7 pF
C_2 = 4,7 pF
C_3 = 1.000 pF
C_4 = 1.000 pF
C_5 = 4,7 pF
C_6 = 6,8 pF
C_7 = 10 pF
C_8 = 10 pF
C_9 = 91 pF

L_1 = 2X 402 24
L_2 = 2X 402 25
L_3 = VK 200 10/4B
L_4 = 3W 006 68,0
L_5 = 2X 402 26

65. Circuito divisore di frequenza

Il circuito in esame consta di due parti: un accumulatore di tensione ed un oscillatore bloccato.
L'accumulatore di tensione comprende il primo OC 45, i condensatori C_1, C_2 e il diodo OA 85.
Per tutta la durata del primo impulso negativo il diodo conduce e la tensione si ripartisce tra C_1 e C_2. Al termine dell'impulso il diodo si blocca e C_2 rimane stabilmente caricato; contemporaneamente C_1 verrà caricato, attraverso il transistor, fino ad assumere lo stesso potenziale di C_2.
Successivi impulsi caricheranno progressivamente C_2 fino a portarlo ad un potenziale pari a $-V_b$. Si hanno così entrambi i transistor in conduzione; a questo punto entra in funzione l'oscillatore bloccato che genera un impulso, mentre C_2 si scarica e il complesso ritorna nelle condizioni iniziali, cioè con entrambi i transistor bloccati.
Se si pone C_1 = 0,1 C_2, si avrà un impulso all'uscita ogni dieci impulsi all'ingresso.

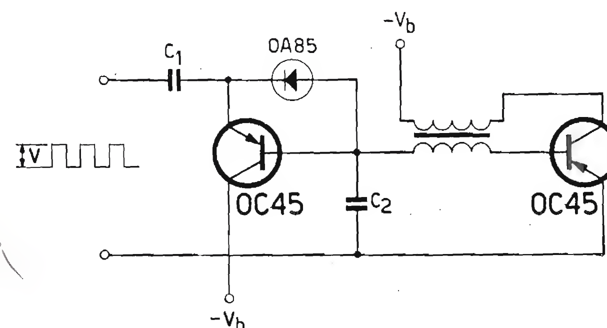


Fig. 7.65. Schema elettrico del circuito divisore di frequenza.

66. Circuito divisore di frequenza, da 100 kHz a 50 Hz per comandare un orologio a quarzo

Questo circuito è costituito da: un amplificatore di ingresso, tre stadi divisori di frequenza, identici a quello illustrato in fig. 7.65, e un multivibratore bistabile (flip-flop) che comanda il motore dell'orologio.

Il segnale a 100 kHz inviato da un oscillatore controllato a quarzo, viene amplificato dal primo stadio e inviato quindi agli stadi divisori di frequenza ciascuno dei quali riduce la frequenza di 1/10.

All'ingresso del multivibratore verrà quindi applicato un segnale con una frequenza di 100 Hz; all'uscita si otterranno impulsi a onda quadra con una frequenza di 50 Hz.

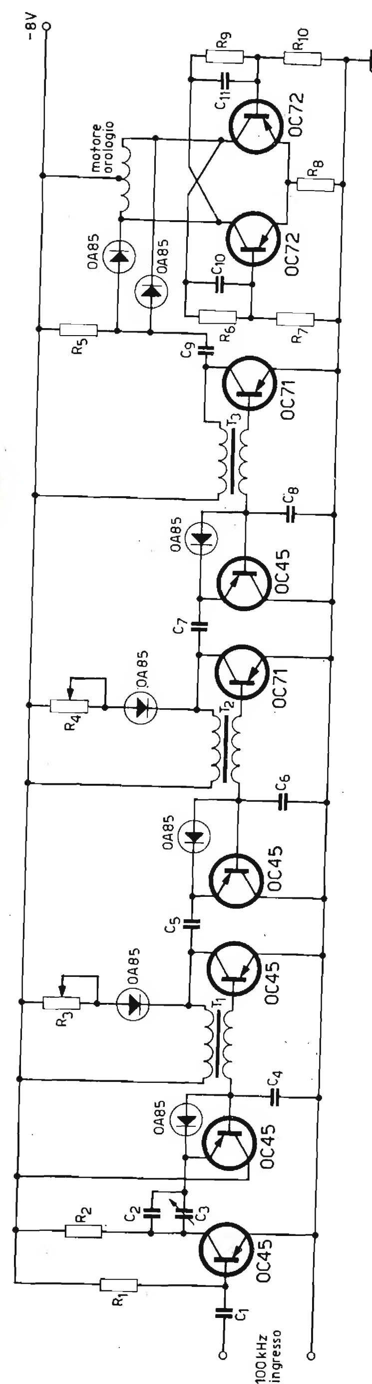


Fig. 7.66.
Schema elettrico del circuito divisore di frequenza per il comando di un orologio a quarzo.

R_1 = 120 kΩ	R_6 = 1.600 Ω	C_1 = 4.700 pF	C_6 = 18.000 pF
R_2 = 1 kΩ	R_7 = 10 kΩ	C_2 = 220 pF	C_7 = 18.000 pF
R_3 = 3 kΩ	R_8 = 10 Ω	C_3 = 0-25 pF	C_8 = 180.000 pF
R_4 = 5 kΩ	R_9 = 1.800 Ω	C_4 = 1.500 pF	C_9 = 10.000 pF
R_5 = 5.600 Ω	R_{10} = 10 kΩ	C_5 = 1.500 pF	C_{10} = 47.000 pF
			C_{11} = 47.000 pF

67. Moltiplicatore di frequenza, da 100 kHz a 10 MHz.

La tensione di ingresso viene rettificata e amplificata dal transistor Tr_1, il quale si comporta con la giunzione base-emettitore come un comune diodo, e quindi applicata a Tr_2, tramite il trasformatore elevatore T_1. Il circuito di collettore di Tr_2 è accordato sulla frequenza di 1 MHz; sul secondario di T_2 apparirà allora un'onda sinusoidale avente questa frequenza che verrà applicata a Tr_3, e così via.
All'uscita si otterrà un'onda sinusoidale con una frequenza di 10 MHz.
La tensione di alimentazione si ottiene rettificando, mediante il circuito raddrizzatore-duplicatore composto da C_1 dai due diodi OA 85 e da C_{10}, la stessa tensione di segnale.

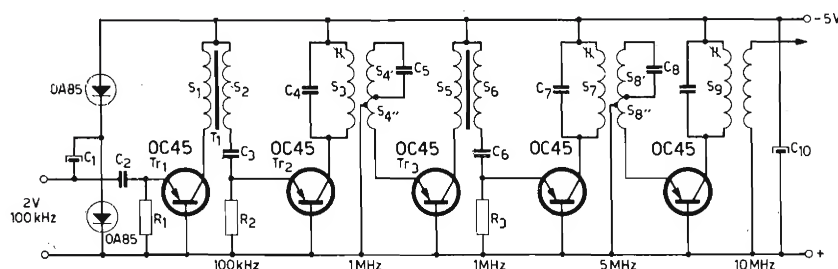


Fig. 7.67. Schema elettrico del circuito moltiplicatore di frequenza.

R_1 =	18 kΩ	C_1 =	8 µF	$T_1 : S_1$ =	130 spire
R_2 =	2.200 Ω	C_2 =	10.000 pF	S_2 =	15 spire
R_3 =	1.200 Ω	C_3 =	10.000 pF	$T_2 : S_3$ =	54 spire
		C_4 =	700 pF	$S_{4'}$ =	54 spire
		C_5 =	700 pF	$S_{4''}$ =	5 spire
		C_6 =	820 pF	S_5 =	70 spire
		C_7 =	200 pF	S_6 =	7 spire
		C_8 =	200 pF	S_7 =	20 spire
		C_9 =	100 pF	$S_{8'}$ =	20 spire
		C_{10} =	8 µF	$S_{8''}$ =	5 spire
				S_9 =	15 spire

68. Convertitore in cc, potenza di uscita 600 mW

Il montaggio in controfase (push-pull) adottato per questo tipo di convertitore assicura un alto rendimento (80%), una elevata potenza di uscita (80 V — 7,5 mA) e una tensione di uscita completamente indipendente del carico.
La tensione di ingresso è di 6 V, la corrente di picco dei transistor 125 mA, la frequenza di lavoro è di 3,5 kHz e le perdite assommano a 300 mW per transistor.

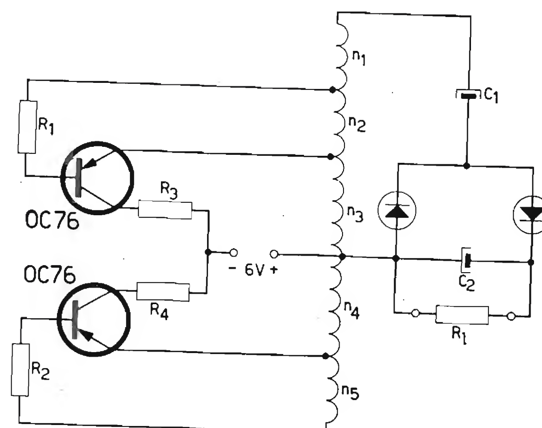


Fig. 7.68. Schema elettrico del convertitore in c.c.

R_1 =	38 Ω	C_1 =	10 µF	n_1 =	243 spire
R_2 =	38 Ω	C_2 =	10 µF	n_2 =	5 spire
R_3 =	1 Ω			n_3 =	40 spire
R_4 =	1 Ω			n_4 =	40 spire
				n_5 =	5 spire

69. Convertitore in cc da usare per l'alimentazione di un ricevitore a batteria che impiega tubi termoionici.

La resistenza R_3 polarizza il circuito base-emettitore in modo tale che il transistor abbia sufficiente transconduttanza per iniziare l'oscillazione.
La frequenza di lavoro è di 5 kHz. Con una tensione di ingresso di 6 V si ottiene una tensione di uscita di 75 V con una corrente di 9,5 mA.
Il rendimento dell'apparecchiatura è del 76%.
Le induttanze L_1-L_2-L_3 e i condensatori C_4 e C_7 hanno la funzione di filtrare le interferenze.

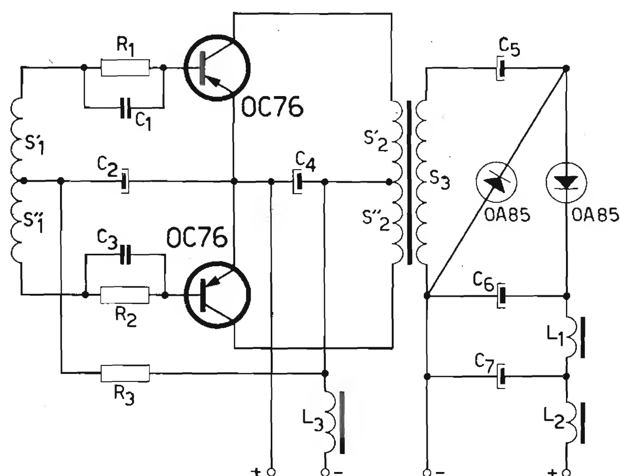


Fig. 7.69. Schema elettrico del convertitore in c.c. da usare per l'alimentazione di un ricevitore a batteria che impiega tubi termoionici

R_1 = 300 Ω	C_1 = 2 × 22.000 pF	$S_{1'}$ = 16 spire
R_2 = 300 Ω	C_2 = 16 μF	$S_{1''}$ = 16 spire
R_3 = 835 Ω	C_3 = 2 × 22.000 pF	$S_{2'}$ = 43 spire
	C_4 = 100 μF	$S_{2''}$ = 43 spire
	C_5 = 8 μF	S_3 = 312 spire
	C_6 = 8 μF	
	C_7 = 8 μF	L_1 = 4 mH
		L_2 = 4 mH
		L_3 = 1 mH

70. Convertitore in cc, potenza di uscita 110 W

Questo convertitore montato con i transistor funzionanti in controfase (push-pull), è in grado di fornire una tensione di uscita di 220 V con una corrente di 0,5 A, fornendo all'ingresso una tensione continua di 28 V.
Il rendimento del complesso è dell'86%, con una frequenza di lavoro di 450 Hz.

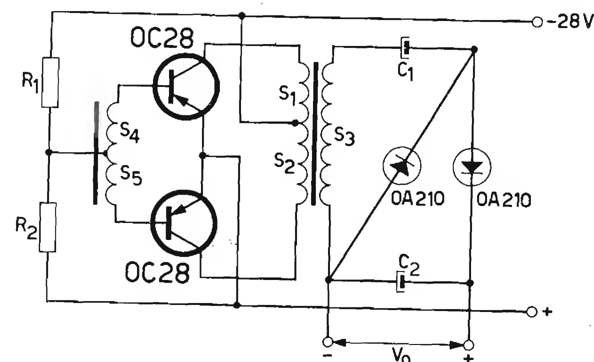


Fig. 7.70. Schema elettrico del convertitore in c.c.

R_1 = 470 Ω 5 W	C_1 = 200 μF, 300 V	S_1 = 28 spire
R_2 = 12 Ω 2 W	C_2 = 200 μF, 300 V	S_2 = 28 spire
		S_3 = 116 spire
		S_4 = 5 spire
		S_5 = 5 spire

71. Convertitore in cc, tensione di uscita 500 V

Questo convertitore è progettato per essere usato con un contatore di radiazioni.
La tensione di 2,8 V fornita all'ingresso viene elevata e ripartita in modo tale che si possono avere all'uscita due tensioni distinte: una tensione di 500 V per il tubo di Geiger-Müller e una tensione di 70 V per l'alimentazione anodica del tubo indicatore DM 70.

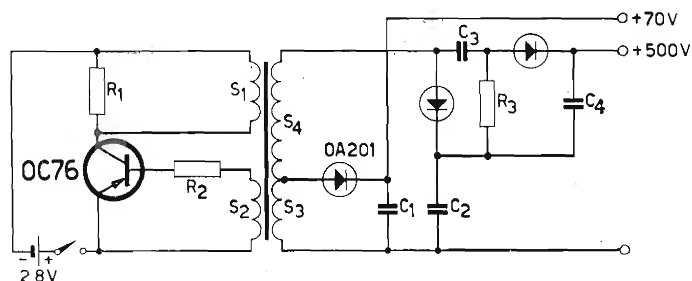


Fig. 7.71. Schema elettrico del convertitore in c.c. con tensione di uscita di 500 V.

R_1 =	22 kΩ	C_1 =	0,1 μF	S_1 =	155 spire
R_2 =	1.500 Ω	C_2 =	4.700 pF	S_2 =	35 spire
R_3 =	6,8 MΩ	C_3 =	4.700 pF	S_3 =	700 spire
		C_4 =	4.700 pF	S_4 =	1.850 spire



Diodo al germanio a punta di contatto.

72. Convertitore di tensione continua in tensione alternata

La tensione di ingresso per questo convertitore viene fornita da una batteria di valore compreso tra 21 e 29 V.
All'uscita si ha una tensione alternata con una frequenza di 450 Hz; la frequenza è praticamente indipendente dalla tensione di batteria e dal carico.
Con un carico di 33 Ω e con una tensione di batteria di 21 V, la tensione di uscita è sinusoidale e la sua ampiezza è compresa tra 2,8 e 3,1 V.
La corrente di batteria in assenza di carico è di 70 mA con 21 V; con un carico di 33 Ω è di 120 mA con 29 V.
La massima dissipazione di collettore dell'OC 30 è di circa 1,3 W.

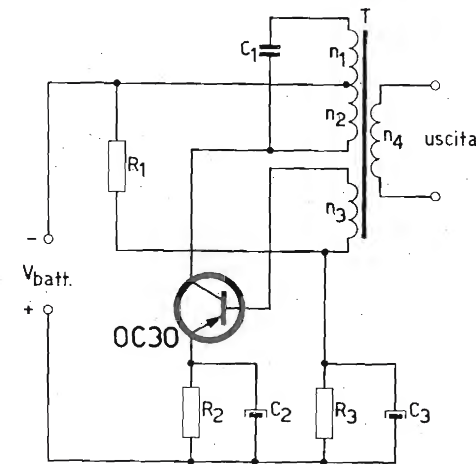


Fig. 7.72. Schema elettrico del convertitore di tensioni continue in tensioni alternate.

R_1 = 810 Ω	C_1 = 1 μF	n_1 = 540 spire
R_2 = 39 Ω	C_2 = 500 μF	n_2 = 170 spire
R_3 = 100 Ω	C_3 = 100 μF	n_3 = 6 spire
		n_4 = 80 spire

73. Convertitore di tensione continua in tensione alternata sinusoidale

Il secondo transistor è comandato da un multivibratore astabile; il segnale presente sul collettore viene applicato, attraverso un filtro passa alto, allo stadio finale.
La tensione di uscita sinusoidale ha la stessa frequenza di quella del multivibratore astabile, e la sua ampiezza è determinata dal valore della tensione continua di ingresso.

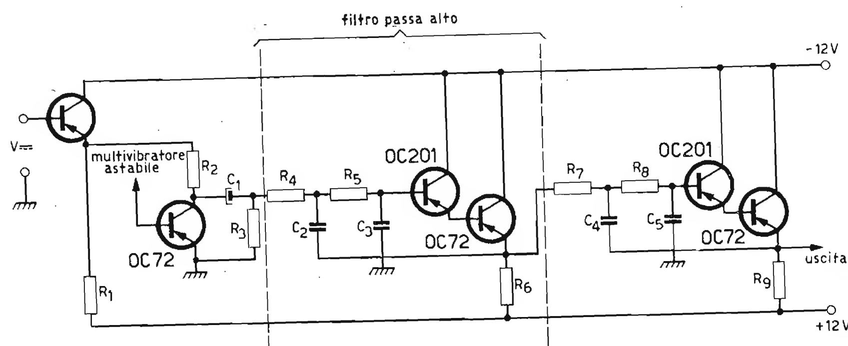


Fig. 7.73
Schema elettrico del convertitore di tensione continua in tensione alternata sinusoidale.

R_1 = 349 Ω	R_6 = 5.600 Ω	C_1 = 6,4 μF
R_2 = 648 Ω	R_7 = 15 kΩ	C_2 = 10.000 pF
R_3 = 68 kΩ	R_8 = 180 kΩ	C_3 = 560 pF
R_4 = 15 kΩ	R_9 = 5.600 Ω	C_4 = 10.000 pF
R_5 = 180 kΩ		C_5 = 560 pF

74. Convertitore transistorizzato per flash elettronico

Il transistor convertitore carica, attraverso il trasformatore elevatore T_1 e il raddrizzatore Sel., il condensatore C_3 ad una tensione di 400-500 V.
Chiudendo il contatto del flash, il condensatore si scarica attraverso la lampada flash V_2, del tipo a riempimento gassoso (Xenon).
Naturalmente la tensione necessaria per innescare la lampada è molto elevata, dell'ordine del kV; a questa tensione elevata provvede il trasformatore T_3.
La valvola V_1 assolve la funzione di un comune tubo indicatore, illuminandosi, per effetto della scarica che si innesca tra i suoi elettrodi, non appena la carica del condensatore è terminata e indicando così che l'apparecchiatura è pronta per l'uso.
Si può usare, per l'alimentazione del transistor, sia un accumulatore da 6 V che una batteria ad acqua a 4 celle.
Quando il convertitore è disinserito, si dovrebbe connettere ai capi del condensatore C_3 una resistenza di scarica, questo sia per considerazioni di sicurezza, sia per assicurare una sicura partenza del convertitore qualora lo si debba usare dopo breve tempo.

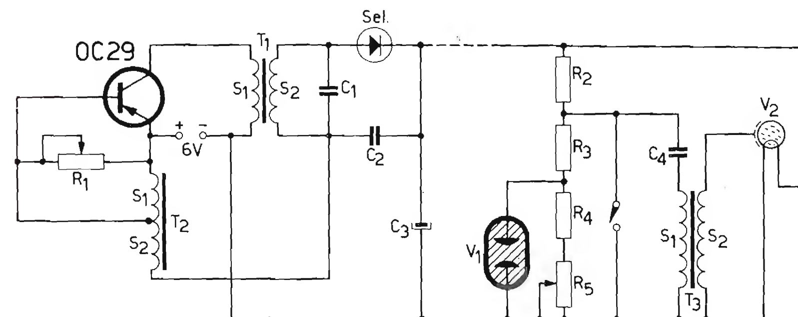


Fig. 7.74. Schema elettrico del convertitore per flash elettronico.

R_1 = 500 Ω	C_1 = 2 × 1.200 pF in serie	T_1 : S_1 = 48 spire
R_2 = 2,7 MΩ	C_2 = 15.000 pF	S_2 = 4.000 spire
R_3 = 1 MΩ	C_3 = 500 μF; 500 V	T_2 : S_1 = 300 spire
R_4 = 680 kΩ	C_4 = 0,1 μF	S_2 = 475 spire
R_5 = 1 MΩ		T_3 : S_1 = 50 spire
		S_2 = 3.000 spire
		Sel = 3 × 250 V_{eff}; 50 mA

75. Invertitore di cc per due lampade fluorescenti di 40 W ciascuna

Questa apparecchiatura è costituita da due transistor funzionanti in opposizione che, per mezzo di un circuito oscillante, permettono la conversione della corrente continua in corrente alternata ad elevata frequenza, da una bobina di impedenza per la stabilizzazione della lampada e da un condensatore di rifasamento.
In conseguenza dell'elevata frequenza adottata, il flusso luminoso emesso dalle lampade è sensibilmente superiore a quello ottenuto con una frequenza di 50 Hz, mentre le perdite elettriche risultano alquanto ridotte.
Infatti l'efficienza relativa all'apparecchiatura, determinata dal rapporto tra la potenza di ingresso richiesta usando una tensione di 220 V a 50 Hz, e la potenza di ingresso richiesta dall'invertitore alla batteria di alimentazione di 28 V è prossima al 100%.
Con l'introduzione di interruttori opportunamente sistemati, si può regolare il circuito in modo tale da avere una sola (quella stabilizzata con la bobina) o entrambe le lampade accese.
Per riscaldare i filamenti delle lampada è necessario inoltre usare avvolgimenti separati.

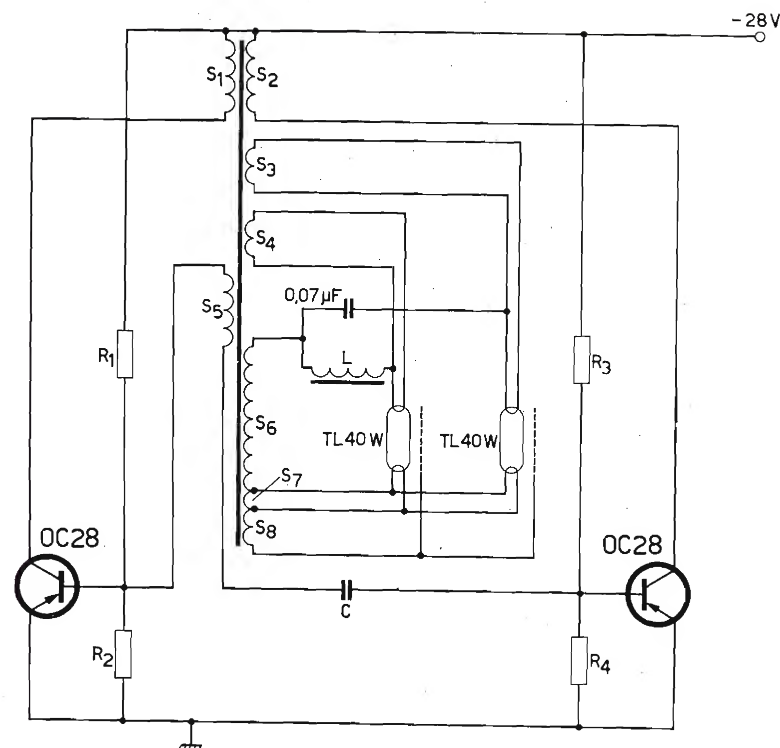


Fig. 7.75.
Schema elettrico dell'invertitore di c.c. per due lampade fluorescenti di 40 W ciascuna

R_1 = 1 kΩ	S_1 = 60 spire	S_5 = 27 spire
R_2 = 27 Ω	S_2 = 60 spire	S_6 = 400 spire
R_3 = 1 kΩ	S_3 = 20 spire	S_7 = 20 spire
R_4 = 27 Ω	S_4 = 20 spire	S_8 = 156 spire
C = 2 µF		L = 180 spire



Posizionatura di transistor per alta frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

Circuiti di controllo

76. Principali metodi di impiego di un fototransistor

Per applicazioni quale interruttore la lampada di eccitazione e l'elemento fotosensibile possono essere sistemati in due modi diversi; e cioè si può fare in modo che la luce colpisca il fotoelemento per riflessione o direttamente (figg. 7.76a, b).
In questo secondo caso si può aumentare il grado di sensibilità facendo uso di « grate » che vengono interposte tra la lampada e l'elemento fotosensibile (figg. 7.76c, d).
Quando, facendo scorrere una delle due grate, si diminuisce la superficie dei fori di un fattore uguale a due, poichè la parte annerita impedisce alla luce di filtrare, la sensibilità aumenta di un fattore solo di poco inferiore a due.
Il segnale prelevato all'uscita è costituito da impulsi ad onda quadra di ampiezza costante, con una frequenza uguale alla frequenza con cui viene interrotta la luce (fig. 7.76e).
Nelle figg. 7.76f, g sono illustrati due circuiti di misura in grado di fornire rispettivamente indicazioni di tensione o di corrente mediante la differenziazione dell'onda quadra presente al collettore di Tr_2.
Nel circuito (f) si misura la corrente media del picco positivo (che aumenta con l'aumentare della frequenza), nel circuito (g) si misura invece la corrente in un raddrizzatore a ponte.
In fig. 7.76h inoltre vengono mostrate altre applicazioni in cui possono venire utilizzati dei fotoelementi.

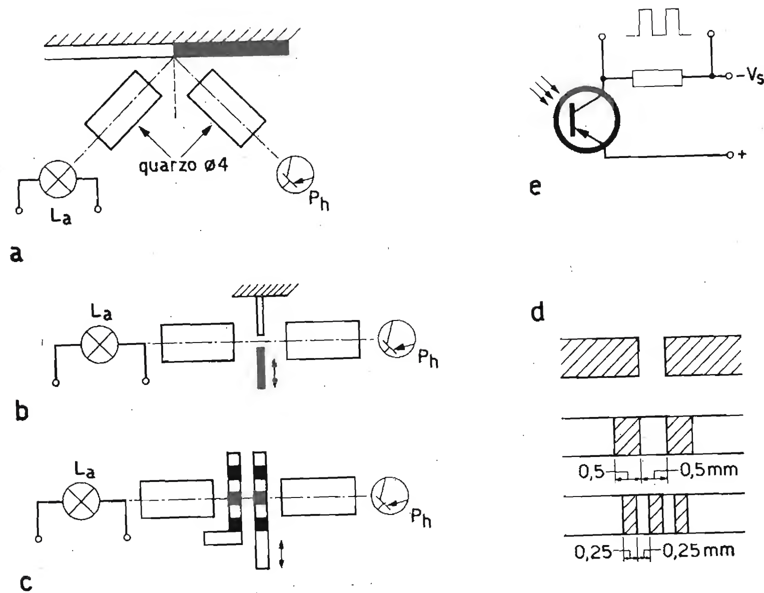


Fig. 7.76. Schemi orientativi di alcune applicazioni in cui si impiegano fotoelementi.

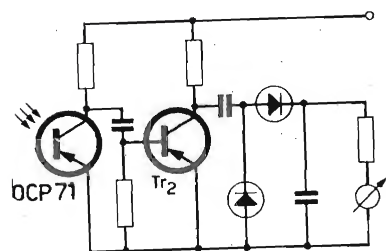


Fig. 7.76f. Schema elettrico del circuito misuratore di tensione.

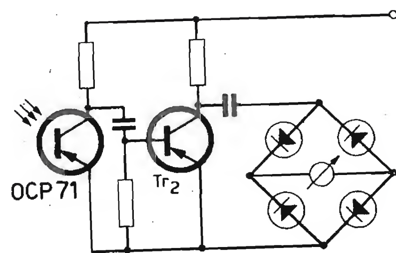
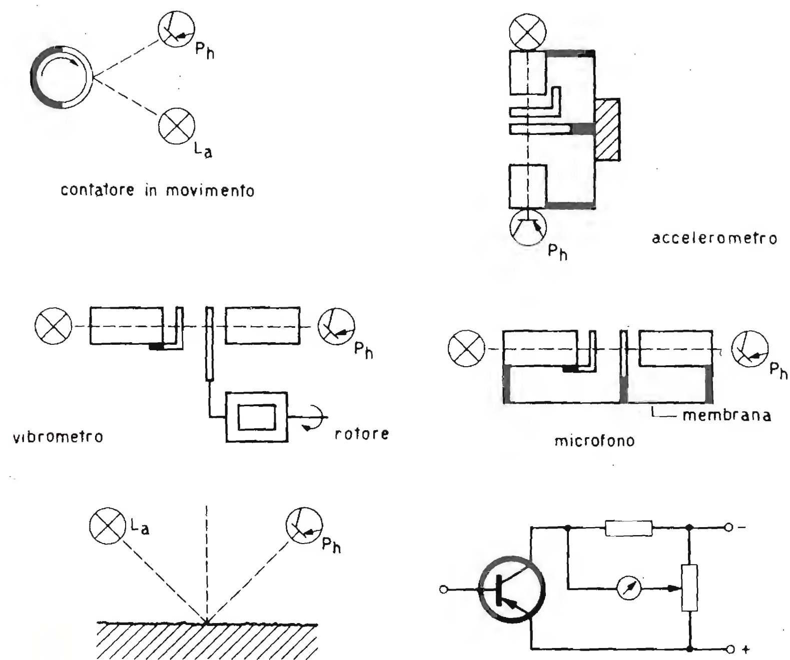


Fig. 7.76g. Schema elettrico del circuito misuratore di corrente.



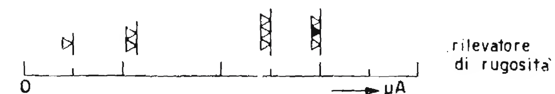
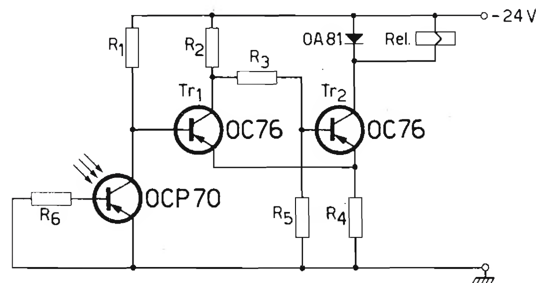


Fig. 7.76h. Schemi orientativi di alcune applicazioni in cui si impiegano fotoelementi.

77. Relé controllato con un fototransistor

Nel circuito illustrato in fig. 7.77a il relé viene eccitato quando la luce colpisce il fototransistor. Con l'elemento oscurato e con un dato valore di tensione ai suoi capi, nel transistor Tr_1, scorre una certa corrente, la base di Tr_2 è polarizzata positivamente e di conseguenza questo transistor è bloccato.
Quando il fototransistor viene illuminato la tensione ai suoi capi si riduce e con lei anche la tensione ai capi di Tr_1.
La caduta di tensione ai capi delle resistenze R_2 e R_4 decresce e, con un certo livello di illuminazione Tr_2 comincia a condurre; la tensione ai capi della resistenza R_4 aumenta cosicchè la corrente in Tr_1 decresce rapidamente ed infine cade a zero, mentre la corrente attraverso Tr_2 è sufficiente ad eccitare il relé.
Se poi si ha una diminuzione dell'illuminazione la corrente in Tr_2 varia di nuovo e il relé si riapre. Una modifica apportata a questo circuito, è illustrata in fig. 7.77 b, permette di ottenere la chiusura del relé in seguito a una interruzione della luce.



R_1 = 22 kΩ
R_2 = 1200 Ω; 1 W
R_3 = 2700 Ω
R_4 = 22 Ω
R_5 = 470 Ω
R_6 = 100 kΩ
Rel = 600 Ω

Fig. 7.77a. Schema elettrico del circuito di un relé controllato con un fototransistor.

R_1 = 22 kΩ
R_2 = 1200 Ω; 1 W
R_3 = 2700 Ω
R_4 = 22 Ω
R_5 = 470 Ω
R_6 = 100 kΩ
R_7 = 4700 Ω
R_8 = 2200 Ω
R_9 = 1 kΩ
Rel = 600 Ω

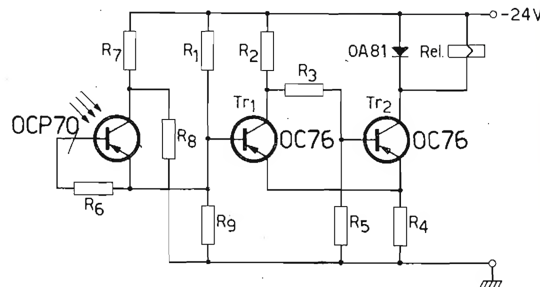


Fig. 7.77b.
Schema elettrico del circuito di controllo con alcune modifiche rispetto al precedente.

78. Relé controllato con un fotodiodo

La bobina del relé forma il carico di collettore del transistor OC 71 (figura 7.78).
Con un dato livello di illuminazione del fotodiodo la corrente di collettore del transistor avrà una intensità sufficiente per eccitare il relé.
Quando l'illuminazione scende al di sotto di un dato livello la corrente di collettore decresce e il relé si riapre.

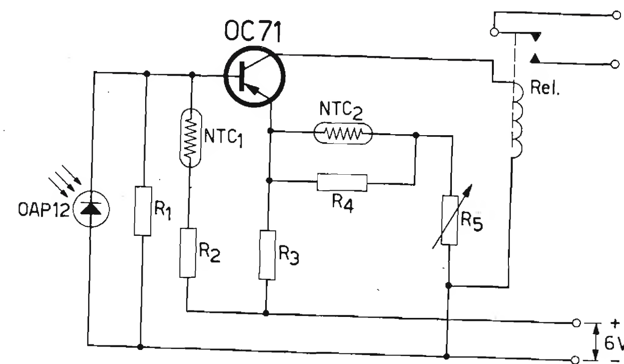


Fig. 7.78. Schema elettrico del circuito di un relé controllato con un fotodiodo.

R_1 = 0,1 MΩ
R_2 = 2700 Ω
R_3 = 120 Ω
R_4 = 1 kΩ
R_5 = 1 kΩ

NTC_1 : 83922
NTC_2 : B8 32001P/500E
Relé : 2400 Ω

79. Allarme antifurto a raggi infrarossi

I due transistor sono montati in un circuito di tipo bistabile, quando cioè uno di essi è in conduzione l'altro è bloccato.
Si dia il caso che Tr_1 non sia illuminato; Tr_2 è in saturazione e questo stato è provocato dalla corrente di base che circola in R_2. Ora, la tensione emettitore-base del fototransistor Tr_1 è negativa, a causa della suddivisione della tensione tra il relé (Rel) ed R_3, cosicchè il transistor Tr_1 è bloccato.
Questa condizione viene mantenuta anche se in seguito il fototransistor viene illuminato dalla sorgente di raggi infrarossi, ma premendo per un istante l'interruttore S l'emettitore di Tr_1 è connesso momentaneamente a massa cosicchè, se l'illuminazione è sufficiente, Tr_1 va in saturazione, cioè passa nell'altro stato stabile.
Interrompendo la radiazione di raggi infrarossi, Tr_2 viene portato di nuovo in saturazione ed il relé si eccita.
La radiazione infrarossa può essere ottenuta con una lampadina d'automobile da 12 V-36 W, sottoaccesa.

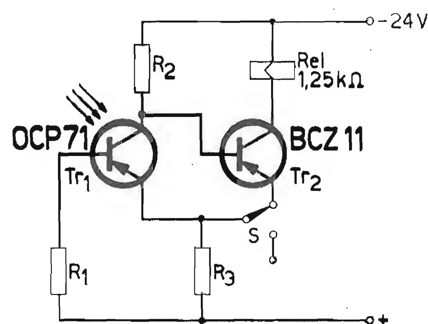


Fig. 7.79. Schema elettrico del circuito di allarme.

R_1 = 15 kΩ
R_2 = 22 kΩ
R_3 = 560 Ω

80. Rivelatore differenziale d'illuminazione

Ognuno dei due fotodiodi controlla un'unità di un amplificatore bilanciato, e la corrente che fluisce nella resistenza di carico di 10 Ω è proporzionale alla differenza tra i flussi luminosi che colpiscono i fotodiodi.
Per amplificatore bilanciato si intende naturalmente un amplificatore composto da due unità identiche e con i corrispondenti componenti aventi uguali costanti termiche I_{CO} e C_c e uguali costanti di amplificazione.
La sensibilità di questa apparecchiatura è tale che illuminando uno dei due fotodiodi con una lampada da 75 W posta a una distanza di 30 cm, e mantenendo in oscurità l'altro, la corrente che fluisce nella resistenza di carico di 10 Ω è di 20 mA.

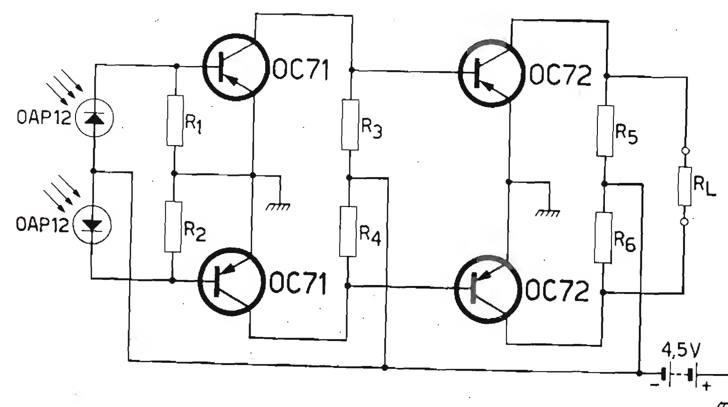


Fig. 7.80. Schema elettrico del rivelatore differenziale di illuminazione.

R_1 = 47 kΩ
R_2 = 47 kΩ
R_3 = 2 kΩ
R_4 = 2 kΩ
R_5 = 180 Ω
R_6 = 180 Ω
R_L = 10 Ω

81. Relé azionato dalla luce

L'elemento sensibile alla luce è in questo caso una cellula fotovoltaica, che è montata in un circuito di diodi a ponte. Siccome si vuole ottenere un funzionamento indipendente dalla temperatura questo ponte viene alimentato con una tensione alternata (0,7 V_{eff} - 10 kHz) fornita dall'oscillatore equipaggiato con il transistor OC 71.

Durante i semiperiodi negativi i diodi risultano polarizzati in senso inverso, mentre conducono normalmente durante il semiperiodi positivi presentando una piccola resistenza. Quando la fotocellula viene illuminata appare all'ingresso dello stadio amplificatore equipaggiato con un OC 73, una tensione pulsante.

Dopo essere stati amplificati questi impulsi sono in grado di comandare il transistor OC 76 che eccita il relé.

Il ponte viene bilanciato per mezzo del potenziometro R_{10} mantenendo la fotocellula oscurata, mentre con l'aiuto del potenziometro R_9 si regola, con la fotocellula illuminata, la corrente del relé sui 4 mA. La corrente necessaria per eccitare il relé è di 2,6 mA, quella minima per permetterne la riapertura di 0,9 mA.

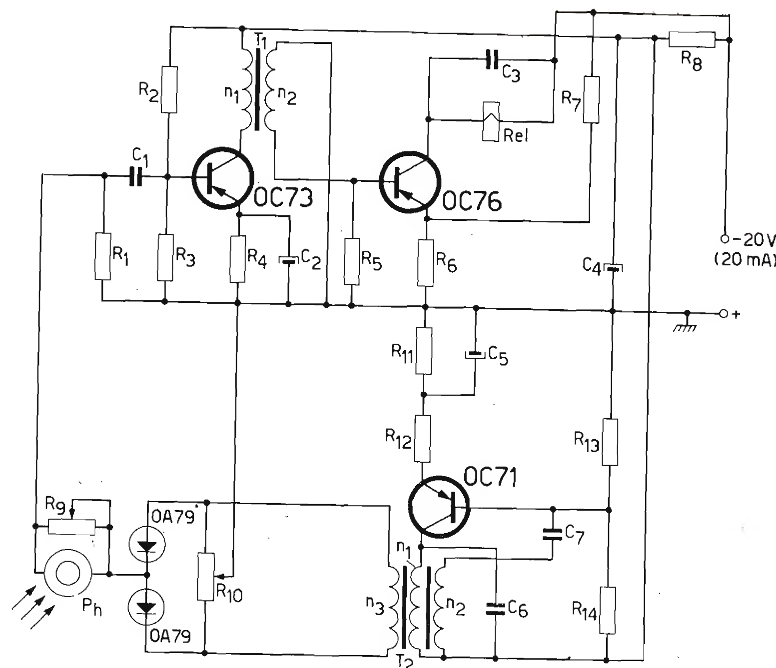


Fig. 7.81. Schema elettrico del circuito di comando del relé.

R_1	=	2200 Ω
R_2	=	15 kΩ
R_3	=	10 kΩ
R_4	=	10 kΩ
R_5	=	1 kΩ
R_6	=	18 Ω
R_7	=	1800 Ω
R_8	=	1 kΩ
R_9	=	10 kΩ
R_{10}	=	200 Ω
R_{11}	=	2700 Ω
R_{12}	=	120 Ω
R_{13}	=	5600 Ω
R_{14}	=	4700 Ω
Rel	=	3300 Ω

C_1	=	0,1 μF
C_2	=	2,5 μF
C_3	=	0,1 μF
C_4	=	25 μF
C_5	=	2,5 μF
C_6	=	50000 pF
C_7	=	0,1 μF
T_1 : n_1	=	700 spire
n_2	=	110 spire
T_2 : n_1	=	220 spire
n_2	=	80 spire
n_3	=	50 spire

82. « Memoria » a lampade

Una memoria a lampade è un'apparecchiatura in cui un'informazione è immagazzinata facendo accendere una lampada di una serie (La_2, La'_2, La''_2...) indicante per esempio che una quantità misurata è maggiore di un valore pressato, oppure minore di un altro valore limite, ecc. I risultati di un'altra misura (per esempio di un'altra serie di parametri) possono essere immagazzinati in una altra catena di lampade (La_4, La'_4, La''_4...). All'uscita di lettura si può selezionare una combinazione specifica di valori di parametri differenti.

Se, come risultato della prima misura, il primo OCP 70 è illuminato da una sorgente esterna La_1 (fig. 7.82a), la sua corrente di collettore e la caduta di tensione conseguente ai capi della resistenza da 1 kΩ portano in conduzione l'OC 139 relativo accendendo la lampada La_2. Quando La_1 viene spenta, La_2 resta accesa ed illumina il primo OCP 70 (tutti i fototransistor che seguono sono schermati rispetto ad La_2) immagazzinando così l'informazione. Ciascuna unità della memoria funziona in questo modo. Un secondo sistema è illustrato in fig. 7.82b.

I circuiti di lettura sono illustrati in fig. 7.82c: un fototransistor OCP 70 od un fotodiodo sono illuminati da una delle lampade La_2. I diodi OA 200 sono inseriti per non avere interferenze mutue tra i diversi stadi.

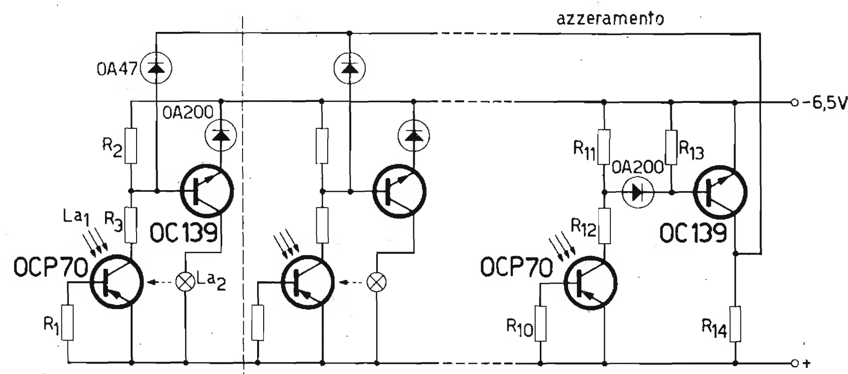
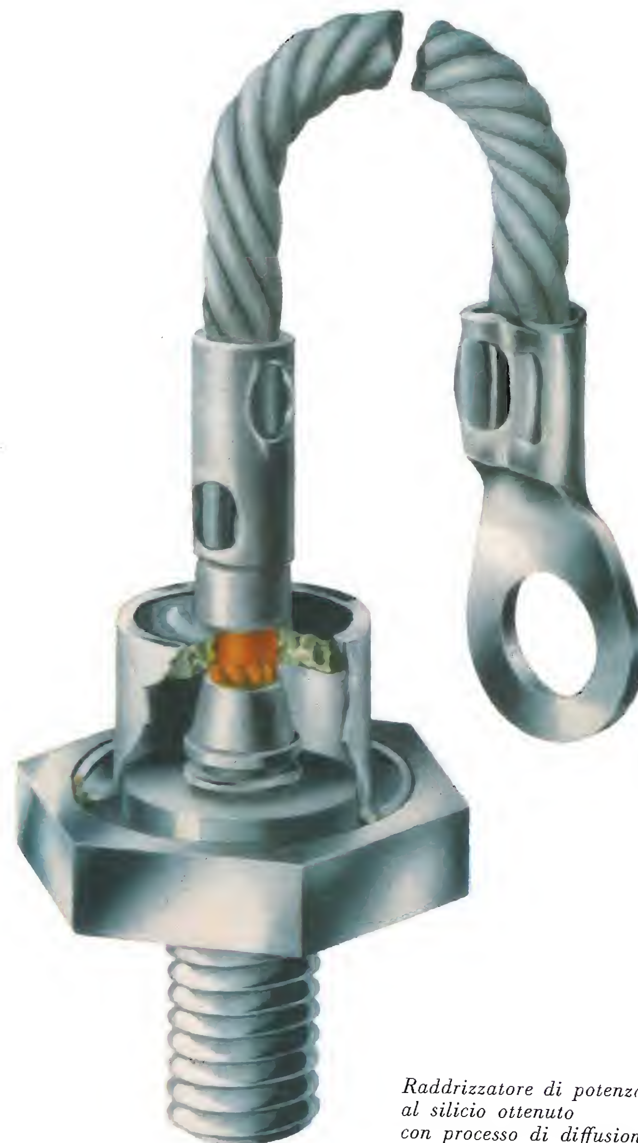


Fig. 7.82a. Schema elettrico della « memoria » lampade.

R_1 = 10 kΩ		R_{11} = 560 Ω	
R_2 = 1800 Ω		R_{12} = 1800 Ω	
R_3 = 1800 Ω		R_{13} = 1800 Ω	
R_{10} = 10 kΩ		R_{14} = 1800 Ω	



Raddrizzatore di potenza al silicio ottenuto con processo di diffusione.

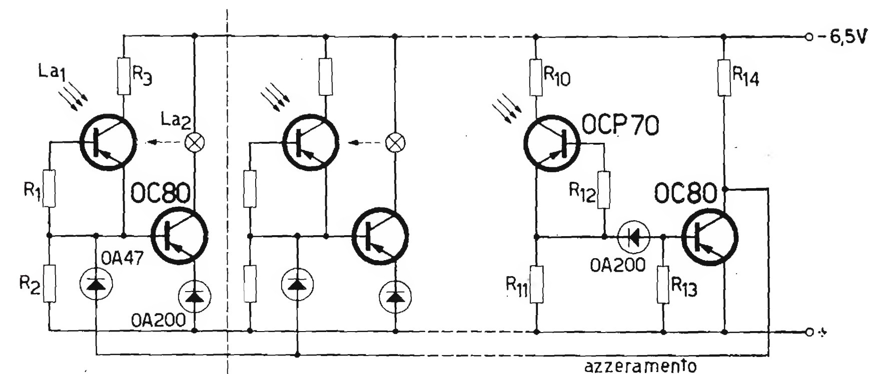


Fig. 7.82b. Schema elettrico della « memoria » a lampade:

R_1 = 10 kΩ	R_{11} = 1800 Ω
R_2 = 1800 Ω	R_{12} = 10 kΩ
R_3 = 1800 Ω	R_{13} = 10 kΩ
R_{10} = 1800 Ω	R_{14} = 1800 Ω

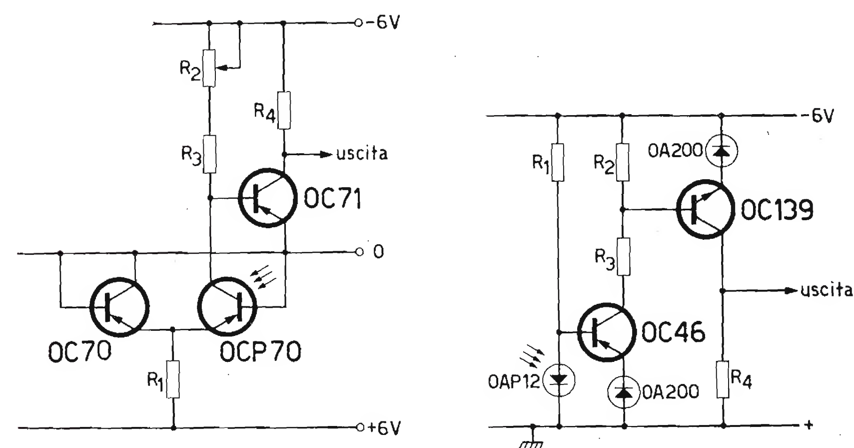


Fig. 7.82c. Schema elettrico di due circuiti di lettura esterna.

R_1 = 1200 Ω	R_1 = 18 kΩ
R_2 = 1000 Ω	R_2 = 10 kΩ
R_3 = 1800 Ω	R_3 = 6800 Ω
R_4 = 2200 Ω	R_4 = 1200 Ω

83. Rivelatore di movimento a comando luminoso

Questa apparecchiatura è stata progettata per essere impiegata in coppia con una bilancia automatica fornita anche dell'apposito meccanismo di stampaggio. Il compito dell'apparecchiatura è quello di impedire che il meccanismo di stampaggio entri in funzione prima che l'ago della bilancia si sia fermato.
Una normale sorgente di luce illumina il fototransistor attraverso una striscia di metallo perforata, fissata a uno dei bracci della bilancia e interposta tra la sorgente di luce e l'elemento fotosensibile. Questa striscia modula il flusso luminoso fino a quando il meccanismo di pesatura è in movimento. La componente alternata della corrente di collettore del fototransistor viene amplificata e quindi convertita in una tensione a gradini dalla combinazione di un invertitore di fase e di un raddrizzatore ad onda piena. L'ultimo stadio, che funziona come rivelatore (OC 71), e che è normalmente nelle condizioni di interdizione, viene ora portato in conduzione dagli impulsi negativi che provengono dal raddrizzatore, ed eccita così il relé che interrompe il circuito del meccanismo di stampaggio.

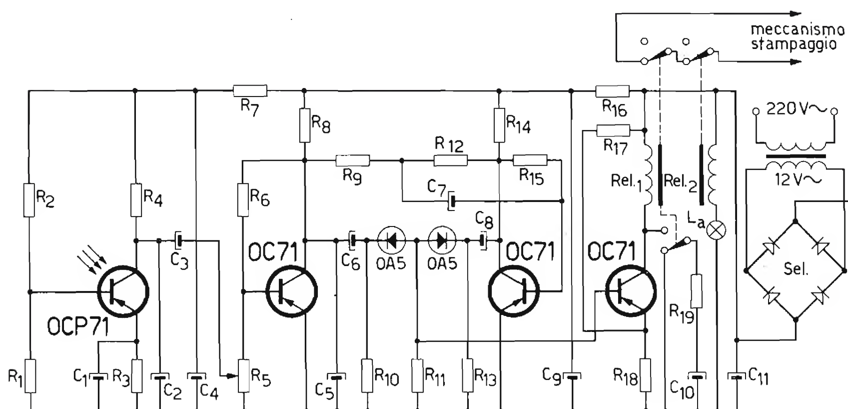


Fig. 7.83. Schema elettrico del rivelatore di movimento comandato dalla luce.

R_1 = 3300 Ω	R_{11} = 2200 Ω	C_1 = 1000 μF
R_2 = 6800 Ω	R_{12} = 12 kΩ	C_2 = 5 μF
R_3 = 2200 Ω	R_{13} = 3300 Ω	C_3 = 50 μF
R_4 = 2200 Ω	R_{14} = 2200 Ω	C_4 = 1000 μF
R_5 = 10 kΩ	R_{15} = 120 kΩ	C_5 = 5 μF
R_6 = 120 kΩ	R_{16} = 220 Ω	C_6 = 50 μF
R_7 = 220 Ω	R_{17} = 2200 Ω	C_7 = 50 μF
R_8 = 2200 Ω	R_{18} = 22 Ω	C_8 = 50 μF
R_9 = 12 kΩ	R_{19} = 180 Ω	C_9 = 1000 μF
R_{10} = 3300 Ω	Rel_1 = 1000 Ω	C_{10} = 500 μF
		C_{11} = 1000 μF
		La = 7 V; 0,1 A

84. Amplificatore selettivo del battito cardiaco

La luce della lampada La viene trasmessa al fototransistor OCP 71 in grado maggiore o minore a seconda del contenuto sanguigno delle vene, per esempio del lobo dell'orecchio. La corrente di collettore del fototransistor è quindi modulata in accordo con la frequenza del battito cardiaco ed amplificata dal circuito della fig. 7.84.

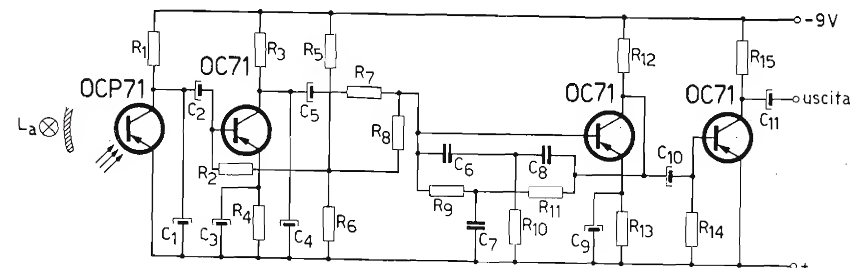


Fig. 7.84. Schema elettrico dell'amplificatore selettivo del battito cardiaco.

R_1 = 6800 Ω	C_1 = 1,6 μF
R_2 = 12 kΩ	C_2 = 100 μF
R_3 = 100 kΩ	C_3 = 100 μF
R_4 = 33 kΩ	C_4 = 1,6 μF
R_5 = 82 kΩ	C_5 = 50 μF
R_6 = 18 kΩ	C_6 = 0,47 μF
R_7 = 27 kΩ	C_7 = 2 × 0.47 μF
R_8 = 82 kΩ	C_8 = 0,47 μF
R_9 = 220 kΩ	C_{10} = 50 μF
R_{10} = 56 kΩ	C_{11} = 50 μF
R_{11} = 220 kΩ	
R_{12} = 82 kΩ	
R_{13} = 56 kΩ	
R_{15} = 47 kΩ	

85. Dispositivo per la lettura di un nastro perforato

L'informazione viene precedentemente registrata per mezzo di perforazioni effettuate trasversalmente all'asse del nastro. Ciascun gruppo di perforazioni può avere un massimo di 5-6-7 o 8 fori, a seconda del codice usato. La linea continua longitudinale composta di fori di piccolissimo diametro (fori di controllo), viene usata per controllare la velocità di rotazione del motore pilota. Il sistema base per la lettura è illustrato in fig. 7.85a. Il nastro perforato scorre tra la lampada e il fotodiodo (o una fila di fotodiodi) e viene montato in modo tale da venire illuminato solo quando il foro viene a trovarsi su una particolare direttrice, prefissata.
Il movimento di avanzamento del nastro è trasmesso da una frizione, mossa da un motore elettrico che viene a sua volta pilotato da un segnale esterno.
Il nastro, quando deve essere letto, viene momentaneamente arrestato nel preciso momento in cui la fila trasversale di perforazioni ha raggiunto, nel punto esatto, la fila dei fotodiodi. Uno schema a blocchi del complesso, che mette in evidenza la forma assunta dal segnale in ogni stadio è riprodotto in fig. 7.85b.
In fig. 7.85c è illustrato il circuito di comando elettronico transistorizzato per il controllo del motore.
Il funzionamento dell'apparecchiatura è il seguente: l'impulso di sincronizzazione porta il transistor T_5 all'interdizione mentre lascia T_4 in conduzione. Di conseguenza in base a T_6 e T_7 viene applicato un impulso negativo; questi due transistor vanno allora in conduzione, e pilotano lo stadio finale, composto da T_8 e T_9 che mette in movimento il motore.
Quando la striscia di controllo permette alla luce di colpire il fotodiodo OAP 12, il circuito, di comando, un trigger di Schmitt, viene commutato e genera un impulso negativo in C. Questo impulso viene differenziato dal gruppo RC e il gradino di tensione positiva viene trasmesso, attraverso il diodo OA 89, alla base di T_4 causando un cambiamento di stato del flip-flop con conseguente bloccaggio del motore.
Il fotodiodo può ora leggere le perforazioni.
Il successivo impulso di sincronizzazione fa ripartire il motore.
La forma degli impulsi generati dal fotodiodo di lettura è simile a quella illustrata in fig. 7.85b, ma questi segnali possono essere convertiti in segnali a onda quadra con fronte di salita ripido mediante amplificazione come indicato in fig. 7.85d.

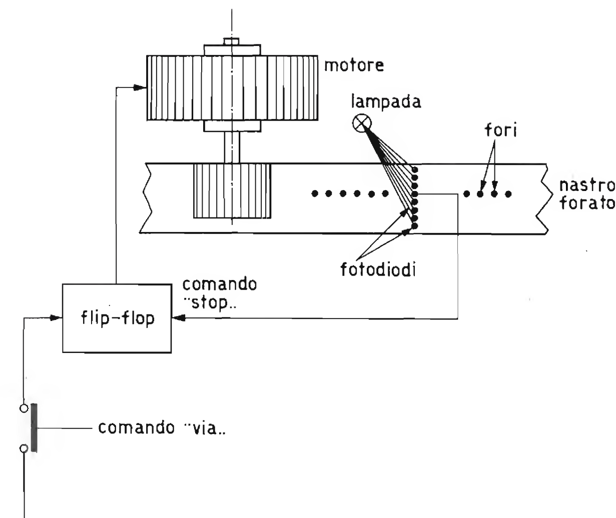


Fig. 7.85a. Schema base del principio di lettura.

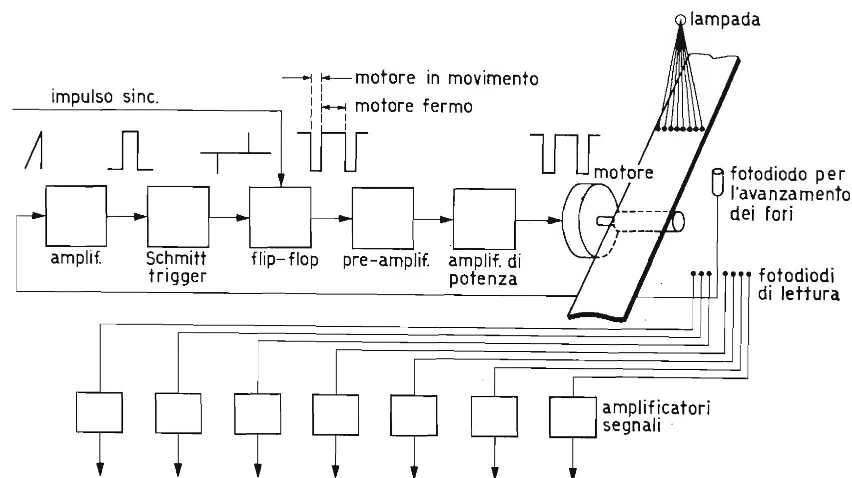


Fig. 7.85b. Schema a blocchi del dispositivo per la lettura di un nastro perforato.

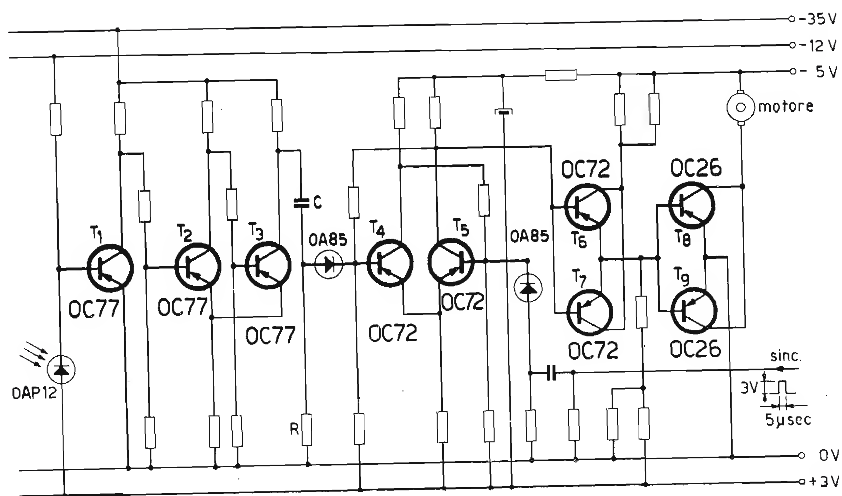


Fig. 7.85c. Schema elettrico del circuito di controllo del motore.

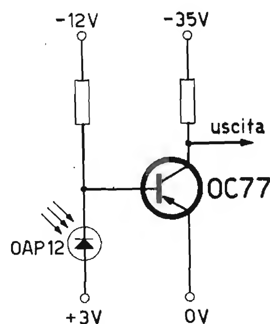


Fig. 7.85d. Schema elettrico del circuito amplificatore squadratore di impulsi.

86. Generatore di segnali audio comandato dalle luci di commutazione di un pannello telefonico

Questa apparecchiatura è progettata per fornire un segnale audio al momento dell'accensione di una lampada indicatrice su un pannello di commutazione telefonico, per facilitare il lavoro a operatori ciechi.
Essa comprende un oscillatore a 800 Hz con accoppiamento a trasformatore e controllato da una fotocellula ORP 12 al solfuro di cadmio che risponde sia alla luce continua che alla luce pulsante a 2,5 Hz. Nell'altoparlante viene sviluppata una potenza di circa 7 mW.
E' inoltre incorporato un attenuatore a 5 posizioni per variare il volume.

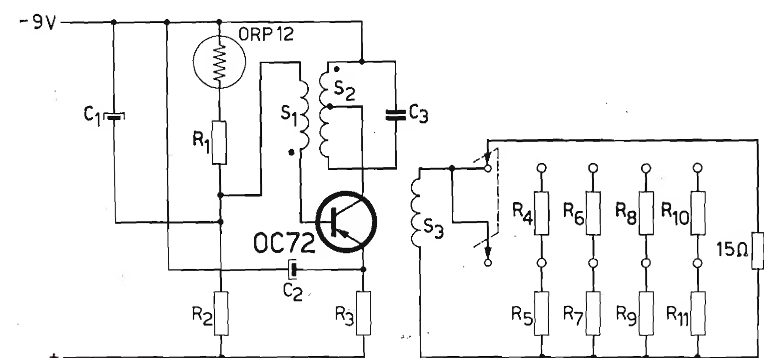


Fig. 7.86. Schema elettrico del generatore di segnali audio comandato dalla luce.

R_1 =	10 kΩ ± 1%
R_2 =	3 kΩ ± 1%
R_3 =	470 Ω ± 1%
R_4 =	10 Ω
R_5 =	39 Ω
R_6 =	18 Ω
R_7 =	27 Ω
R_8 =	33 Ω
R_9 =	22 Ω
R_{10} =	82 Ω
R_{11} =	18 Ω

C_1 =	0,1 μF, 350 V
C_2 =	100 μF
C_3 =	2 μF
S_1 =	6 spire
S_2 =	800 spire; con presa a 159 spire
S_3 =	19 spire

87. Circuito di stabilizzazione dell'intensità di una sorgente luminosa

Una variazione media della tensione di alimentazione del 10% causa una variazione della intensità luminosa della lampada del 34%.
Con questo circuito si vuole stabilizzare l'intensità di detta lampada per mezzo di una fotocellula incorporata in un circuito a ponte composto da Pn - R_i - n_1 - n_2.
Teoricamente si ha controllo solo durante i semiperiodi in cui il punto A è negativo rispetto al punto B, ma praticamente, data l'inerzia termica della lampada e della fotocellula, l'intensità è tenuta costante durante entrambi i semiperiodi.
Se la luce che colpisce la fotocellula aumenta, il punto P diventa negativo rispetto al punto Q e Tr_1 conduce. Conducendo, il suo potenziale di collettore diventa meno negativo cosicchè la tensione di base di tutti i transistor che seguono (e cioè da Tr_1 a Tr_5) aumenta portandoli in interdizione per una piccola parte del semiperiodo di controllo; conseguentemente la corrente media della lampada decresce fino a quando l'equilibrio non viene di nuovo stabilito. Durante il semiperiodo non controllato la corrente della lampada (circa 5 A) fluisce attraverso il diodo OA 31.
Una moderata stabilizzazione della tensione tuttavia è ottenuta usando un trasformatore T a nucleo saturato.
La fotocellula è sistemata in un foro di diametro regolabile; così facendo la quantità di luce che colpisce la cellula può essere variata con la possibilità di poter controllare l'intensità luminosa della lampada per diversi valori.
La stabilizzazione ottenuta è tale che una variazione media della tensione di alimentazione del 10% causa una variazione nell'intensità luminosa minore dell'1%.

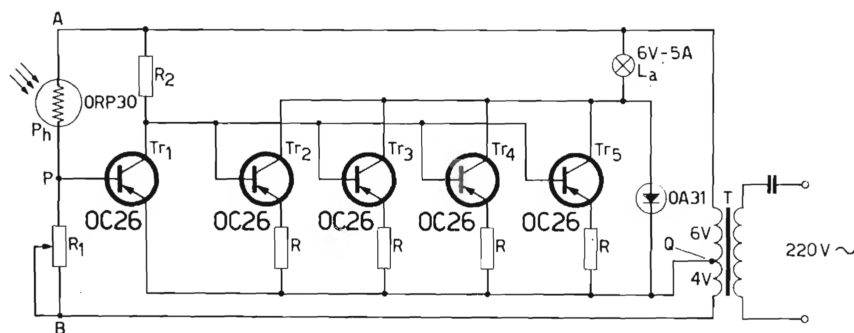


Fig. 7.87.
Schema elettrico del circuito di stabilizzazione dell'intensità di una sorgente luminosa.
$R_1 = 800\ \Omega$ $R_2 = 56\ \Omega$ $R' = 1\ \Omega$



Posizionatura di transistor per alta frequenza
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

88. Controllo fotoelettrico della temperatura di un forno

Il fotodiodo OAP 12 è sistemato in un contenitore a stilo che fa parte di un registratore di temperatura (tipo PR 2210 A/21).
Il fotodiodo viene dotato di un movimento orizzontale in stretta relazione con la temperatura del forno.
Una lampada è montata dietro la piastra di guida; e attraverso una fessura praticata in questa piastra la luce può raggiungere il fotodiodo. Il programma di temperatura per il forno viene precedentemente tracciato sulla carta da registrazione della memoria, annerendo lo spazio desiderato; quindi il nastro si muove verso il basso e la parte annerita interrompe la luce.
Nel circuito di fig. 7.88c il fotodiodo e i contatti del relé sono montati in modo tale che il riscaldamento del forno viene ridotto quando il fotodiodo è illuminato (posizione C) e aumenta quando il fotodiodo è oscurato (posizione A).
Il ciclo di temperatura del forno segue così il programma.
La precisione dell'apparecchio è determinata dalla costante RC del forno.

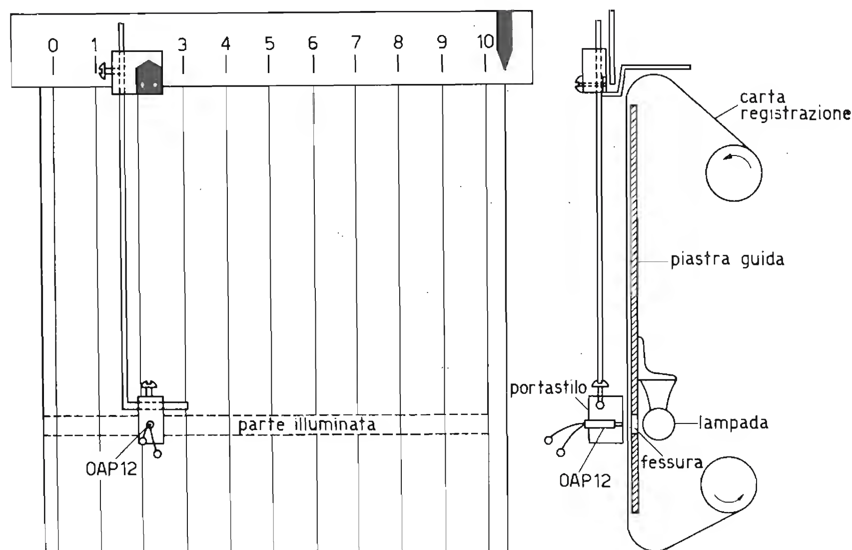


Fig. 7.88a. Illustrazione della disposizione meccanica.

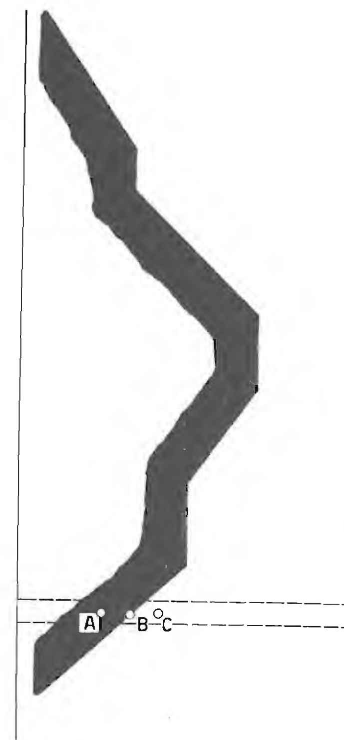


Fig. 7.88b. Schema del principio di lettura della striscia.

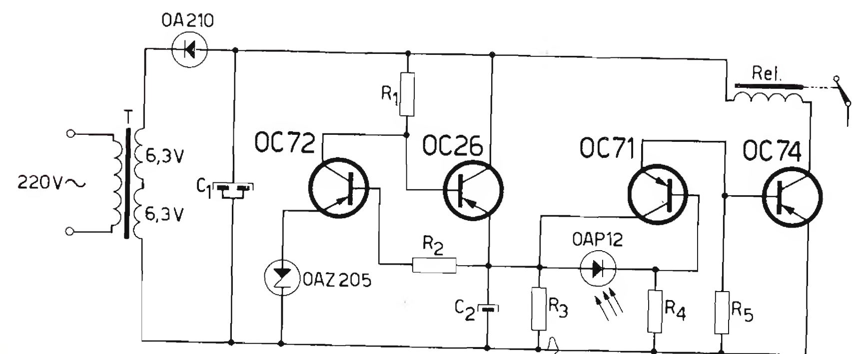


Fig. 7.88c. Schema elettrico del circuito di lettura.

$R_1 = 2200\ \Omega$
$R_2 = 3300\ \Omega$
$R_3 = 22\ \mathrm{k}\Omega$
$R_4 = 10\ \mathrm{k}\Omega$
$R_5 = 750\ \Omega$
$C_1 = 2 \times 250\ \mu\mathrm{F},\ 50\ \mathrm{V}$
$C_2 = 100\ \mu\mathrm{F},\ 40\ \mathrm{V}$

89. Controllo della temperatura di un blocco di metallo

La temperatura viene controllata per mezzo della corrente di dispersione collettore-emettitore del transistor Tr_1 che come noto aumenta con l'aumentare della temperatura.
Aumentando questa corrente aumenta anche la tensione di base del transistor di potenza OC 36 con corrispondente diminuzione della sua corrente di collettore. Il transistor Tr_1, insieme con le resistenze di riscaldamento R_3 e R_4, è montato in un blocco di rame a cui viene fissata anche la placca del collettore del transistor di potenza, previa interposizione di un foglio isolante di mica.
La potenza dissipata da questo transistor viene usata, anch'essa per il riscaldamento.
Il rimanente del circuito e l'oggetto la cui temperatura deve essere stabilizzata, possono venire montati in un blocco di alluminio che abbia buoni contatti termici con il blocco di rame.
I valori dei componenti, da impiegare per i diversi valori di temperatura sono:

T	R_2	R_1 (variabile)
25 °C	10 kΩ	10 kΩ
45 °C	10 kΩ	5 kΩ
55 °C	10 kΩ	2 kΩ
60 °C	10 kΩ	1 kΩ
75 °C	1,5 kΩ	100 Ω

La stabilizzazione del complesso a 25° e 45 °C può anche essere fatta con alette di raffreddamento. La sorgente di alimentazione, che deve essere in grado di fornire una corrente massima di 7 A con 12 V, dovrebbe essa pure essere stabilizzata.

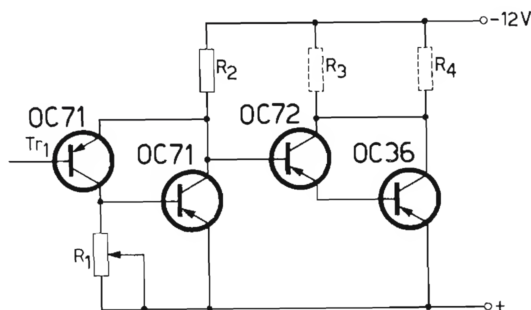


Fig. 7.89. Schema elettrico del circuito per il controllo della temperatura.

R_1, R_2 (vedi testo) R_3 = 22 Ω; 5,5 W R_4 = 22 Ω; 5,5 W

90. Apparecchio miniaturizzato per il controllo della temperatura di un oggetto

Tutti gli elementi del circuito eccetto le resistenze R_1 e R_4 e l'oggetto la cui temperatura deve essere stabilizzata sono sistemati in fori ricavati in un blocco di alluminio di 18 mm di diametro e 25 mm di altezza.
Questo blocco viene a sua volta messo in un contenitore con un diametro di 25 mm e un'altezza di 45 mm, isolato con del feltro.
Questo secondo contenitore può essere chiuso con del « Perspex » e sulla calotta vengono poi montate le resistenze.
Con questa apparecchiatura la temperatura dell'oggetto è stabilizzata a 60 °C con scarti di 1 °C, con una temperatura ambiente variabile da 15 °C a 45 °C.

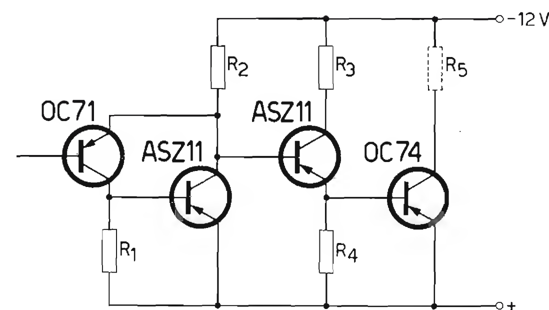


Fig. 7.90. Schema elettrico del circuito di controllo della temperatura.

R_1 = 390 Ω
R_2 = 10 kΩ
R_3 = 2200 Ω
R_4 = 470 Ω
R_5 = 100 Ω; ½ W

91. Stabilizzazione della temperatura di un bagno d'olio

La temperatura è controllata e stabilizzata con una resistenza NTC che viene immersa direttamente nel bagno d'olio insieme con una resistenza riscaldante di 12 Ω e col transistor finale di potenza OC 36. Così anche la potenza dissipata nell'OC 36 viene usata per riscaldare il bagno, ed aumenta il rendimento dell'apparecchio.
I valori da dare alle resistenze R_3-R_4 e alla NTC per le diverse temperature che si vogliono fare assumere al bagno sono date qui di seguito.

T	R_3	R_4 (variabile)	NTC
25 °C	2,7 kΩ	5 kΩ	5 kΩ
35 °C	47 kΩ	50 kΩ	100 kΩ
45 °C	33 kΩ	50 kΩ	100 kΩ
55 °C	33 kΩ	50 kΩ	100 kΩ
65 °C	33 kΩ	35 kΩ	100 kΩ
75 °C	4,7 kΩ	20 kΩ	100 kΩ

Per la stabilizzazione a 25 °C si possono anche usare delle alette di raffreddamento. Alle alte temperature il transistor deve essere raffreddato.
E' inoltre previsto l'impiego di un motore fornito di elica per l'agitazione del bagno.

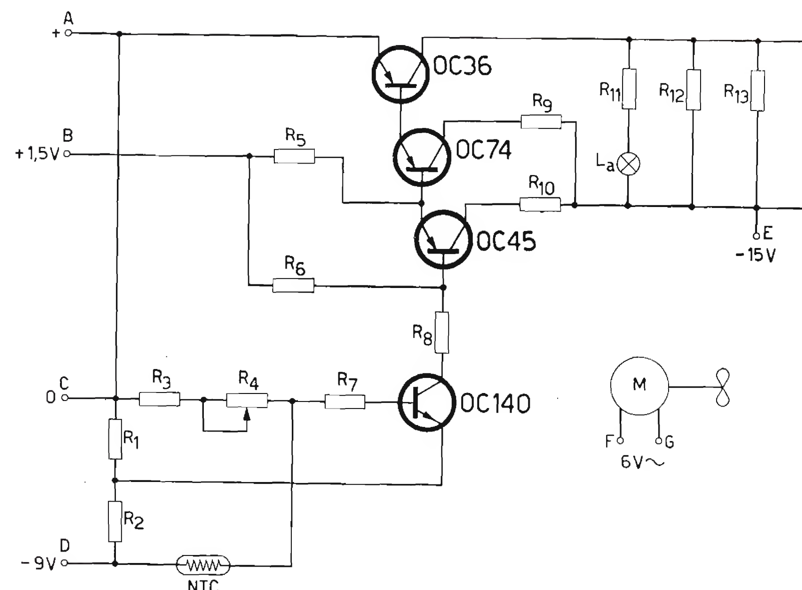


Fig. 7.91.
Schema elettrico del circuito di controllo della temperatura di un bagno d'olio.

R_1 = 220 Ω	R_9 = 220 Ω
R_2 = 220 Ω	R_{10} = 8200 Ω
R_5 = 10 kΩ	R_{11} = 120 Ω
R_6 = 68 kΩ	R_{12} = 12 Ω; 5,5 W
R_7 = 3300 Ω	R_{13} = 12 Ω; 5,5 W
R_8 = 4700 Ω	

92. Unità di potenza per l'alimentazione in continua

La tensione continua di 15 V si ottiene rettificando la tensione alternata di rete con un raddrizzatore trifase composto da 6 diodi.
La tensione di alimentazione per il motore agitatore tipo (AU 5200) viene prelevata da un avvolgimento a bassa tensione (6 V) di uno dei trasformatori.

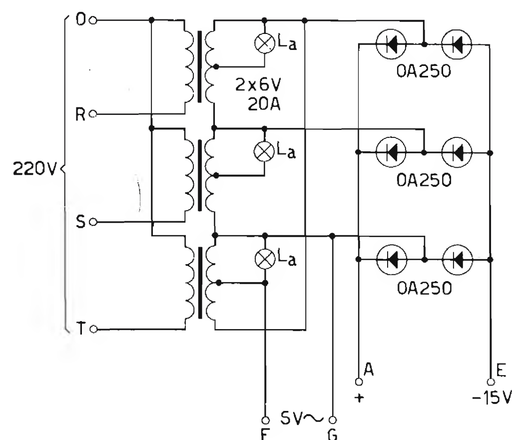


Fig. 7.92. Schema elettrico dell'unità di alimentazione in c.c.

La = 6 V; 0,1 A



Diodo Zener al silicio ottenuto con il processo di lega.

93. Unità ausiliaria di potenza per l'alimentazione in continua

La tensione di alimentazione per il ponte di resistenze inserito nel circuito di base del transistor OC 140 (fig. 7.91) può anche essere fornita da quest'altro alimentatore, che è stabilizzato in tensione per mezzo di sette cellule di stabilizzazione tipo 18 BC 200 (1,5 V - 200 mA).
Inoltre questa unità fornisce anche una tensione continua di 1,5 V per la soppressione della corrente di dispersione dei transistor OC 74 e OC 45.

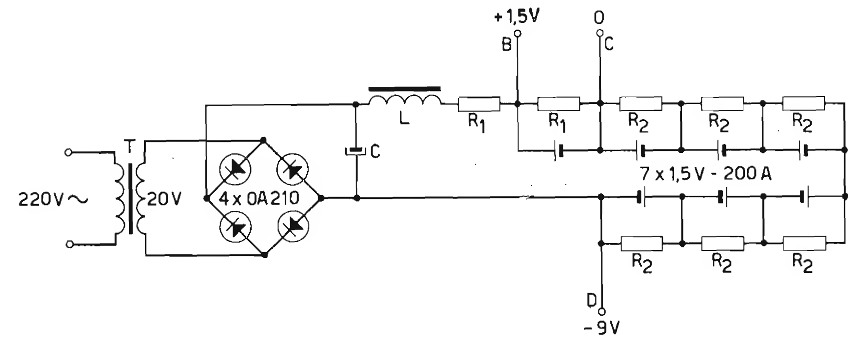


Fig. 7.93. Schema elettrico dell'unità ausiliaria di alimentazione in c.c.

$R_1 = 10\ \Omega$; 5,5 W
$R_2 = 33\ \Omega$

$C = 500\ \mu F$; 50 V

T = 3H58001
L = 1N34089

94. Apparecchiatura di controllo della temperatura di un cristallo

Il controllo della temperatura del cristallo è ottenuto per mezzo di una resistenza con coefficiente di temperatura negativo (NTC), e la corrente di riscaldamento decresce con l'aumentare della temperatura.
La temperatura inoltre può essere regolata per mezzo della resistenza variabile R_5.

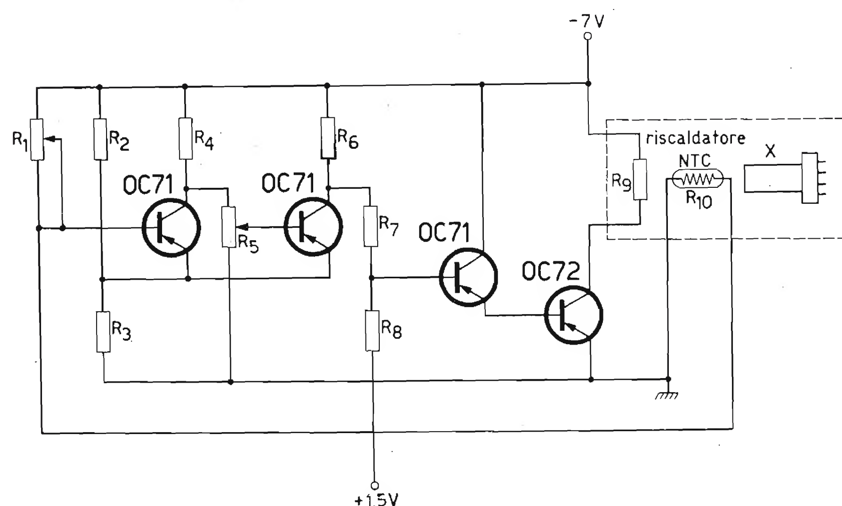


Fig. 7.94. Schema elettrico dell'apparecchiatura di controllo della temperatura.

R_1 = 7 kΩ	R_6 = 2200 Ω
R_2 = 470 Ω	R_7 = 10 kΩ
R_3 = 330 Ω	R_8 = 4700 Ω
R_4 = 2200 Ω	R_9 = 60 Ω
R_5 = 350 kΩ	R_{10} = 4700 Ω (NTC)

95. Controllo della temperatura di un cristallo per mezzo di un termostato

L'apparecchiatura serve per mantenere costante (40 °C) la temperatura di un cristallo di quarzo; è controllata da un termostato che comanda un transistor montato come interruttore.
La resistenza del relé è di 90 Ω e la sua corrente di eccitazione di 30 mA.

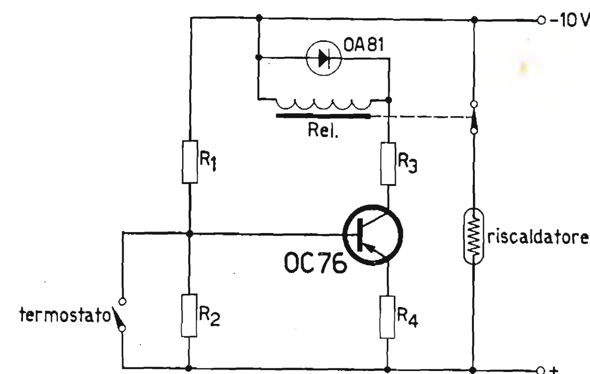


Fig. 7.95. Schema elettrico dell'apparecchiatura di controllo della temperatura per mezzo di un termostato.

R_1 = 3300 Ω
R_2 = 1800 Ω
R_3 = 22 Ω
R_4 = 22 Ω

96. Applicazione di un chopper e di un preamplificatore a transistor nei servomeccanismi.

Questa forma di controllo automatico che ha un vasto campo di applicazione può essere illustrata con un semplice esempio riguardante il controllo della temperatura di un forno.
Come indicato nello schema a blocchi di fig. 7.96a l'elemento sensibile alla temperatura T_c misura la temperatura del forno e fornisce un relativo segnale che viene confrontato con un segnale costante che corrisponde al valore di temperatura desiderato. La differenza tra i due segnali, espressa sotto forma di « errore in cc » viene applicata al chopper che la converte in un segnale alternato variabile. Questo segnale modula un alimentatore a 50 Hz e infine il segnale di uscita di quest'ultimo, amplificato con un preamplificatore a transistor, viene trasmesso a un amplificatore di potenza a tubi termoionici, l'uscita del quale controlla il servomotore che pilota l'organo di controllo della temperatura.
Lo schema del circuito è illustrato in fig. 7.96b.

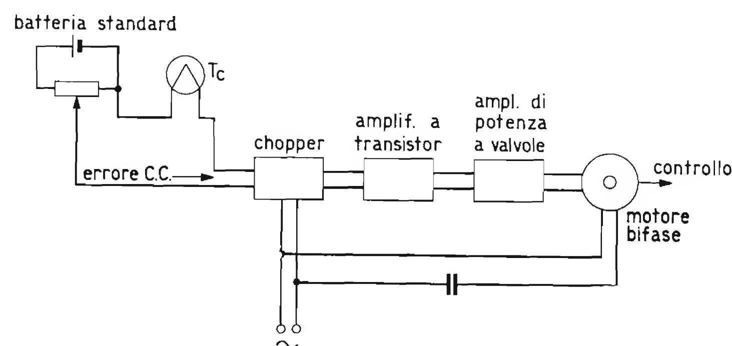


Fig. 7.96a. Schema a blocchi di un servomeccanismo impiegante un chopper e un preamplificatore a transistor.

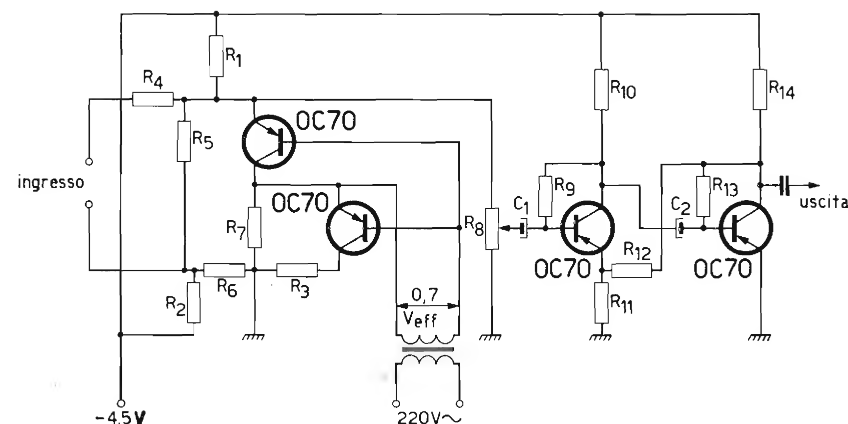


Fig. 7.96b. Schema elettrico del chopper e del preamplificatore.

R_1 =	10 MΩ	R_9 =	270 kΩ
R_2 =	6800 Ω	R_{10} =	4700 Ω
R_3 =	5,5 Ω	R_{11} =	33 Ω
R_4 =	100 Ω	R_{12} =	10 kΩ
R_5 =	330 Ω	R_{13} =	270 kΩ
R_6 =	0,2 Ω	R_{14} =	4700 Ω
R_7 =	0,2 Ω	C_1 =	16 μF
R_8 =	10 kΩ	C_2 =	16 μF

97. Rivelatore di radiazioni

Una tensione ad impulsi con una frequenza di circa 50 Hz e una larghezza di impulso di circa 2 msec è generata dall'oscillatore bloccato e applicata al tubo a scarica gassosa la cui tensione di innesco è di 250 V. Inserendo un condensatore da 1 μF la tensione applicata cade a circa 200 V_{pp}, e ad ogni impulso proveniente dall'esterno, cioè ogni volta che le radiazioni veloci (raggi X o particelle α o β) colpiscono la superficie esterna del tubo, si ha nel medesimo una scarica. Nella posizione di « controllo » (in cui il condensatore da 1 μF è disinserito) una tensione di elevato valore (circa 350 V_{pp}) appare ai capi del tubo cosicchè questo è illuminato continuamente.

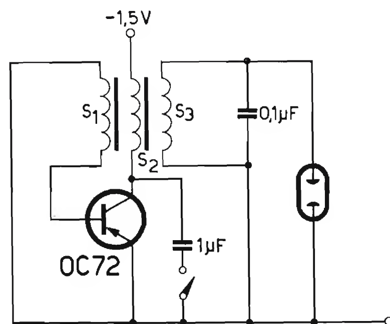


Fig. 7.97. Schema elettrico del rivelatore di radiazioni.

S_1 = 650 spire
S_2 = 350 spire
S_3 = 7.500 spire

98. Generatore di tensione a gradini

Durante il primo impulso (negativo) la tensione si ripartisce tra C_1 e C_2, cosicchè la tensione ai capi di C_2 sarà $-\dfrac{C_1}{C_1 + C_2}$ V. Al termine di questo impulso la tensione ai capi di C_2 rimane costante, essendo il diodo bloccato, e C_1 si carica, attraverso il transistor, a una tensione uguale a quella di C_2 ($V_{eb} \sim 0$). Con l'impulso susseguente la tensione ai capi di C_2 aumenta di nuovo del valore $-\dfrac{C_1}{C_1 + C_2}$ V e così via finchè C_2 non raggiunge la tensione di alimentazione del collettore $-V_b$.

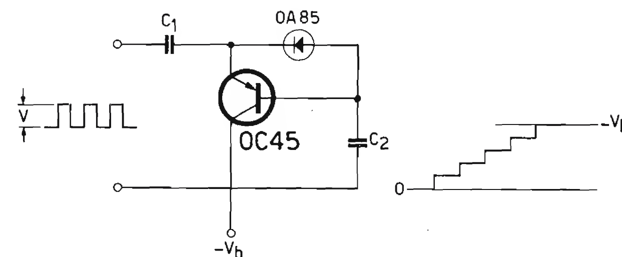


Fig. 7.98. Schema elettrico del generatore di tensione a gradini.

99. Amplificatore in corrente continua a transistor, con un ponte modulatore di diodi al silicio

Il complesso serve per misurare piccole tensioni continue, dell'ordine di 10 mV e piccole correnti continue dell'ordine di 1 μA.
La coppia di OC 72 costituisce un convertitore in corrente continua-corrente alternata con una frequenza di lavoro di 800 Hz.
Il segnale così generato viene successivamente applicato a un ponte costituito da diodi al silicio collegati in modo tale che tutti e quattro i diodi conducono o cessano di condurre simultaneamente. Durante i semiperiodi di non conduzione il condensatore a carta da 1 μF, C_2, si carica e durante i semiperiodi di conduzione si scarica attraverso la bassa impedenza del ponte.
L'uscita « chopped » del ponte, in serie con l'impulso in continua da amplificare, è applicata a un amplificatore a tre stadi.
Infine lo stadio rivelatore, con collettore a massa, elimina la componente alternata.

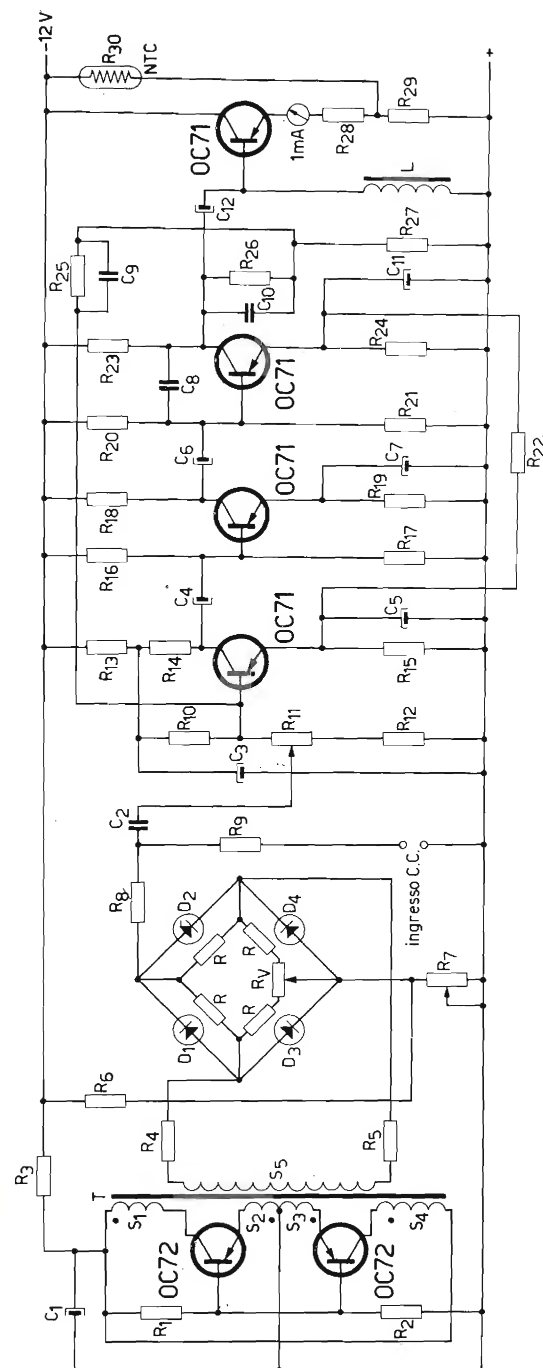


Fig. 7.99. Schema elettrico dell'amplificatore in c.c. con ponte modulatore di diodi.

R_1 = 5.600 Ω	R_{12} = 4.700 Ω	R_{23} = 3.300 Ω	C_1 = 1.000 μF; 6 V
R_2 = 200 Ω	R_{13} = 1 kΩ	R_{24} = 470 Ω	C_2 = 1 μF (a carta)
R_3 = 390 Ω	R_{14} = 3.300 Ω	R_{25} = 13 kΩ	C_3 = 50 μF
R_4 = 10 kΩ	R_{15} = 470 Ω	R_{26} = 620 kΩ	C_4 = 2 μF
R_5 = 10 kΩ	R_{16} = 56 kΩ	R_{27} = 3 kΩ	C_5 = 50 μF
R_6 = 15 kΩ	R_{17} = 56 kΩ	R_{28} = 600 Ω	C_6 = 2 μF
R_7 = 5 Ω	R_{18} = 3.300 Ω	R_{29} = 600 Ω	C_7 = 50 μF
R_8 = 3.300 Ω	R_{19} = 470 Ω	R_{30} = VA 1008	C_8 = 560 pF
R_9 = 33 kΩ	R_{20} = 56 kΩ	R = 500 kΩ	C_9 = 500 pF
R_{10} = 56 kΩ	R_{21} = 5.600 Ω	R_v = 50 kΩ	C_{10} = 15 pF
R_{11} = 1 kΩ	R_{22} = 1 kΩ		

C_{11} = 50 μF
C_{12} = 1 μF

S_1 = 130 spire
S_2 = 30 spire
S_3 = 30 spire
S_4 = 130 spire
S_5 = 400 spire

L = 3 H, 90 Ω c.c.

D_1-D_4 : 4 diodi ZS 10 A accoppiati

100. Ponte di misura transistorizzato

Questo circuito consiste principalmente di un amplificatore accordato, con una frequenza di lavoro di 1000 Hz.
I nuclei dei trasformatori, che dovrebbero avere un traferro in aria, variabile, per permettere la regolazione dell'auto induttanza, possono essere ricavati, con le opportune modifiche, da nuclei di trasformatori di uscita di scarto.
I dati riguardanti l'avvolgimento dipendono dunque dai nuclei impiegati e non possono pertanto venire qui specificati.
La tensione alternata necessaria per alimentare il ponte viene fornita da un oscillatore, sempre a transistor, che potrebbe anche essere quello illustrato in fig. 7.51.

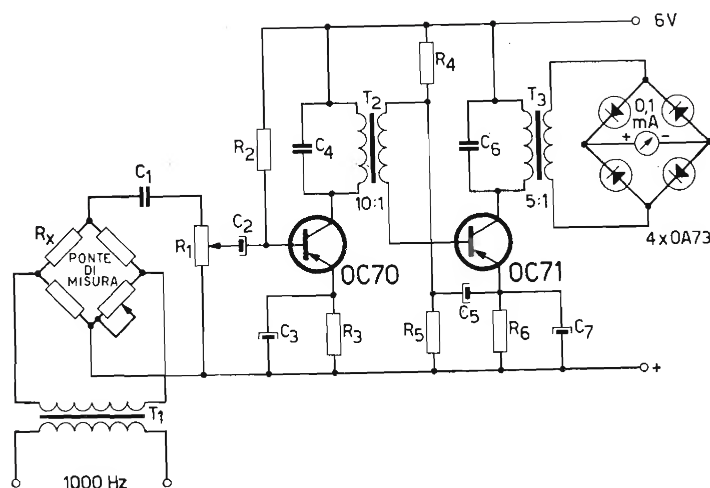


Fig. 7.100. Schema elettrico del ponte di misura.

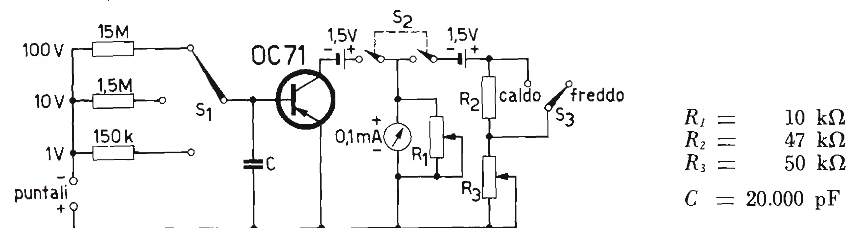
R_1 = 50 kΩ
R_2 = 1 MΩ
R_3 = 1.500 Ω
R_4 = 39 kΩ
R_5 = 18 kΩ
R_6 = 470 Ω

C_1 = 4 µF (a carta)
C_2 = 8 µF
C_3 = 100 µF
C_4 = 50.000 pF
C_5 = 100 µF
C_6 = 50.000 pF
C_7 = 100 µF

T_2, T_3 primario 5 H

101. Voltmetro a transistor

I valori dei componenti sono calcolati per una lettura con una corrente massima di 0,1 mA.
Per una lettura di una corrente di 1 mA le resistenze che determinano la gamma dovrebbero essere ridotte rispettivamente a 1,5 MΩ, 0,15 MΩ, e 15 kΩ.
L'apparecchio può essere inoltre calibrato su valori di tensione noti per mezzo di R_1.
Poichè non è prevista la compensazione delle variazioni di temperatura, lo strumento deve essere azzerato, prima di procedere alla misura cortocircuitando i terminali di ingresso e regolando R_3.
Se la temperatura ambiente è troppo alta per permettere l'azzeramento con una semplice regolazione di R_3, è possibile prima di regolare questa resistenza, cortocircuitare R_2 chiudendo S_3. Il condensatore C protegge lo strumento quando il selezionatore delle varie gamme di lettura, S_1, è in funzione.
Sono qui riportate due versioni del circuito descritto: nella versione illustrata in fig. 7.101a si usano due pile a secco da 1,5 V; in quella illustrata in fig. 7.101b una sola pila a secco da 3 V.



R_1 = 10 kΩ
R_2 = 47 kΩ
R_3 = 50 kΩ
C = 20.000 pF

Fig. 7.101a. Schema elettrico del voltmetro a transistor.

R_1 = 1.500 kΩ
R_2 = 1.500 kΩ
R_3 = 10 kΩ
R_4 = 47 kΩ
R_5 = 50 kΩ
C = 20.000 pF

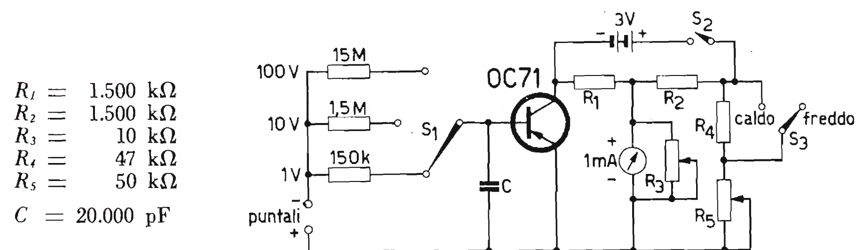


Fig. 7.101b. Schema elettrico del secondo tipo di voltmetro a transistor.

102. Frequenzimetro per bassa frequenza

Le resistenze R_1 e R_2 situate nel circuito d'ingresso servono per regolare la sensibilità dello strumento e i due diodi immediatamente seguenti, collegati in anti parallelo, proteggono insieme con la resistenza R_3, il transistor da un eventuale danno che potrebbe essere causato da una tensione di ingresso troppo elevata.

I primi tre transistor convertono il segnale di ingresso sinusoidale in un segnale approssimativamente di forma quadra che viene applicato al transistor finale.

Questo transistor funziona come un interruttore, la posizione « on » corrisponde alla piena tensione di batteria di 4,5 V e la posizione « off » alla debole tensione di ginocchio di circa 0,3 V.

Un condensatore che viene scelto col commutatore S_2, è periodicamente caricato fino alla tensione di batteria e scaricato fino alla tensione di ginocchio. Le correnti di carica e scarica vengono applicate a una rete di integrazione con una costante di tempo piccola e misurate con lo strumento che è incluso in un circuito a ponte equipaggiato con 4 diodi al germanio per avere la certezza che entrambe le correnti fluiscano nello strumento nella stessa direzione.

Il circuito illustrato include un piccolo accumulatore per rendere lo strumento più compatto e volendo anche portatile.

Con l'interrutore S_1 nella posizione « off » l'accumulatore è connesso alle prese di carica.

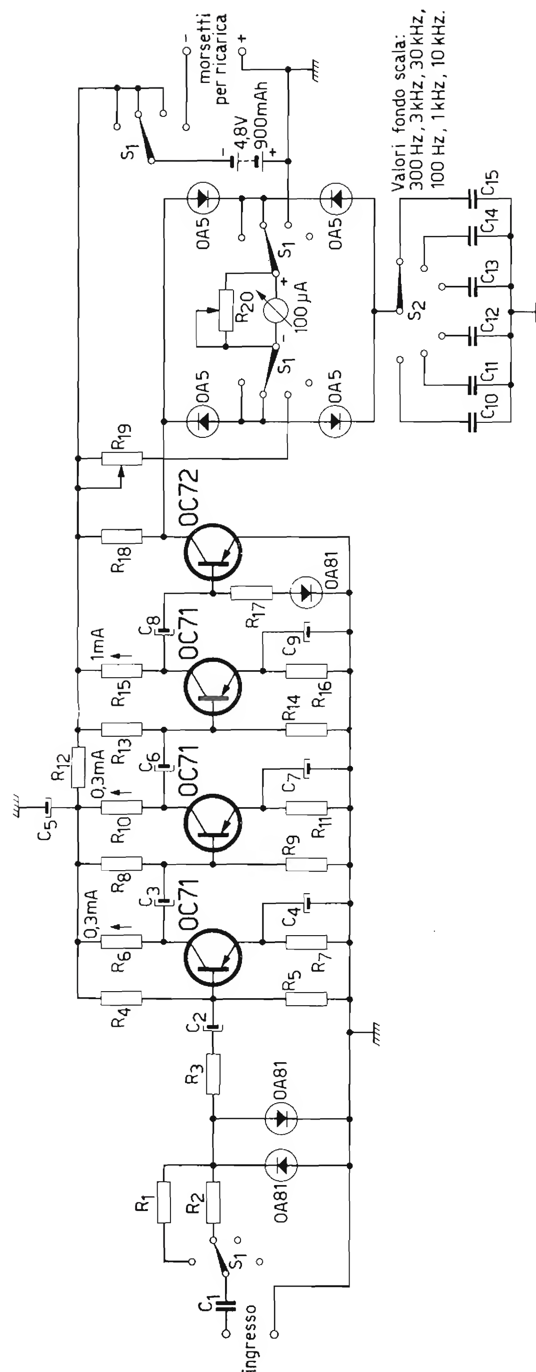


Fig. 7.102. Schema elettrico del frequenzimetro per B.F.

R_1 = 100 kΩ	R_8 = 8.200 Ω	R_{15} = 1 kΩ	C_1 = 0,5 µF	C_9 = 100 µF
R_2 = 1 MΩ	R_9 = 5.600 Ω	R_{16} = 1.800 Ω	C_2 = 10 µF	C_{10} = 0,15 µF
R_3 = 10 kΩ	R_{10} = 3.300 Ω	R_{17} = 47 Ω	C_3 = 16 µF	C_{11} = 47.000 pF
R_4 = 8.200 Ω	R_{11} = 4.700 Ω	R_{18} = 820 Ω	C_4 = 100 µF	C_{12} = 15.000 pF
R_5 = 5.600 Ω	R_{12} = 220 Ω	R_{19} = 50 kΩ	C_5 = 100 µF	C_{13} = 4.700 pF
R_6 = 3.300 Ω	R_{13} = 2.200 Ω	R_{20} = 10 kΩ	C_6 = 16 µF	C_{14} = 1.500 pF
R_7 = 4.700 Ω	R_{14} = 2.200 Ω		C_7 = 100 µF	C_{15} = 410 pF
			C_8 = 50 µF	

103. Frequenzimetro a indicazione diretta

L'impulso a onda quadra presente al collettore di Tr_3 viene differenziato dal condensatore C_f, il cui valore di capacità dovrebbe essere scelto in stretta dipendenza con la frequenza che si vuole misurare.
I picchi negativi sono quindi applicati allo strumento, la cui indicazione varia linearmente con la frequenza.
L'apparecchio dovrebbe essere calibrato a seconda del particolare valore di tensione fornito dalla batteria di alimentazione.

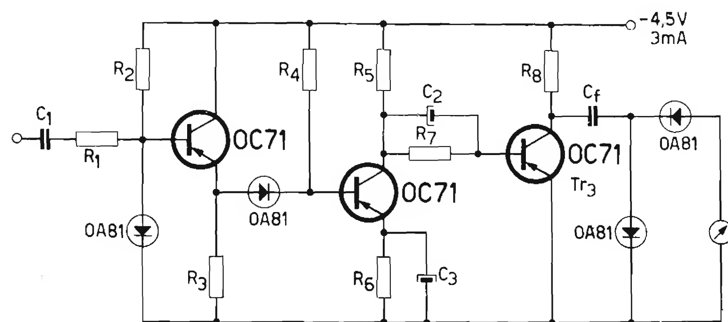


Fig. 7.103. Schema elettrico del frequenzimetro a indicazione diretta.

R_1 = 220 kΩ	R_5 = 2.200 Ω	C_1 = 0,1 μF
R_2 = 680 kΩ	R_6 = 1.800 Ω	C_2 = 8 μF
R_3 = 5.600 Ω	R_7 = 56 kΩ	C_3 = 50 μF
R_4 = 33 kΩ	R_8 = 820 Ω	

104. Semplice signal-tracer

Questo amplificatore a due stadi è progettato principalmente per rivelare difetti nei circuiti a BF.
Nello schema di fig. 7.104 viene illustrata anche una sonda il cui impiego permette di usare l'unità anche per misure in circuiti RF e FI.
La resistenza variabile R_1 è regolata per avere una corrente di collettore di circa 1 mA.
Le condizioni di funzionamento dipendono anche dalla resistenza della cuffia impiegata.
Alternativamente può venire usato anche un piccolo altoparlante.

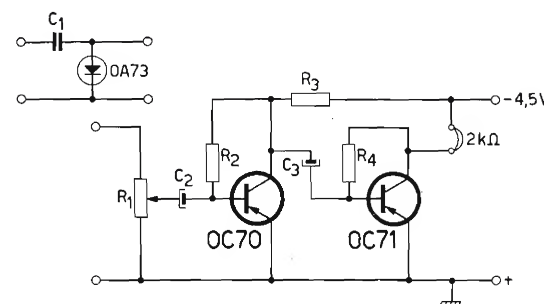


Fig. 7.104. Schema elettrico del signal-tracer.

R_1 = 100 kΩ	C_1 = 10.000 pF
R_2 = 220 kΩ	C_2 = 10 μF
R_3 = 4,7 kΩ	C_3 = 10 μF
R_4 = 100 kΩ	

105. Contagiri per motori a scoppio

Gli impulsi che si generano nell'avvolgimento primario della bobina d'accensione ogni qual volta che scocca una scintilla, sono prelevati dai punti A e B e, attraverso una rete filtrante, usati per pilotare il primo transistor il quale sviluppa nel circuito di collettore una tensione di forma quadra. Quest'onda quadra viene quindi differenziata e applicata alla base del secondo transistor che funziona come un interruttore comandato dagli impulsi negativi finchè gli impulsi positivi non lo portano nella condizione di interdizione.
Gli impulsi di corrente risultanti presenti nel circuito di emettitore del secondo transistor vengono applicati al milliamperometro. Se la costante di tempo è sufficientemente piccola e lo strumento è connesso attraverso una rete di integrazione, la lettura sarà proporzionale alla frequenza degli impulsi e quindi al numero di rotazione per ogni minuto. Il contagiri può essere anche usato con altre macchine, sempre che siano opportunamente adattate per pilotare un interruttore in combinazione con una bobina per la generazione degli impulsi necessari.

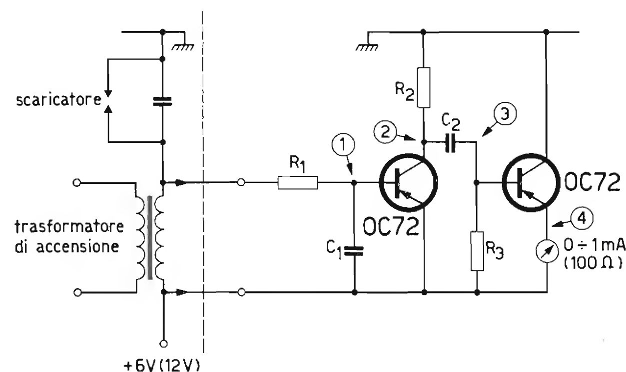
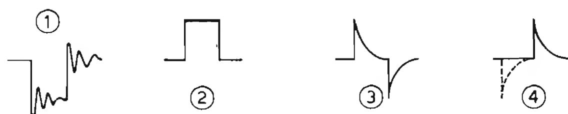


Fig. 7.105. Schema elettrico del contagiri per motori a scoppio.

R_1 = 47 kΩ
R_2 = 270 Ω
R_3 = 390 Ω

C_1 = 50.000 pF
C_2 = 0,37 μF





Stagnatura dei reofori
(Fabbrica Semiconduttori Philips - Monza)

106. Captatore capacitivo per tachimetro

Il captatore con il suo circuito complementare è illustrato in fig. 106a. Il segnale ad alta frequenza, generato dal transistor oscillatore Tr_1 è modulato a frequenza doppia di quella di rotazione dal condensatore rotante C_3, poichè il suo rotore è accoppiato all'albero e quindi dà due picchi per giro.
Il segnale modulato è applicato alla base di Tr_2 che essendo polarizzato in classe B rettifica il segnale ad alta frequenza.
All'uscita si ha dunque una tensione alternata con una frequenza che è il doppio della frequenza di rotazione. In fig. 7.106b è illustrato un circuito divisore per 2 da usare con quello precedentemente descritto.
Il circuito trigger di Schmitt composto dai transistor Tr_3 e Tr_4 (figura 7.106b) trasforma il segnale alternato fornito dal precedente circuito in un impulso a onda quadra.
Differenziando questa onda quadra si ottengono impulsi di comando per il multivibratore bistabile composto da Tr_5 e Tr_6, cosicchè all'uscita di quest'ultimo si ha un'onda quadra con una frequenza dimezzata rispetto a quella dell'impulso di comando, e quindi uguale alla frequenza di rotazione.

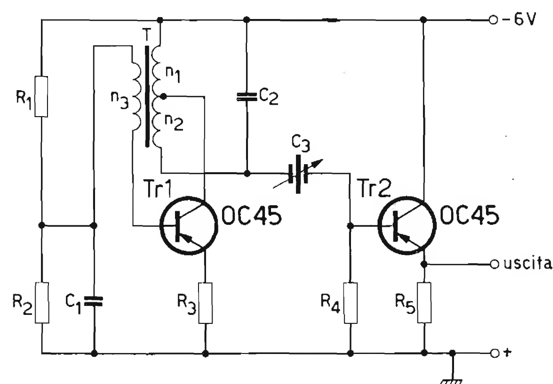


Fig. 7.106a. Schema elettrico del captatore per tachimetro.

R_1 = 18 kΩ	C_1 = 39.000 pF	n_1 = 100 spire ∅ 0,12 mm
R_2 = 4.700 Ω	C_2 = 390 pF	n_2 = 100 spire ∅ 0,12 mm
R_3 = 1 kΩ	C_3 = 10 pF	n_3 = 3 spire ∅ 0,12 mm
R_4 = 100 kΩ		
R_5 = 5.600 Ω		

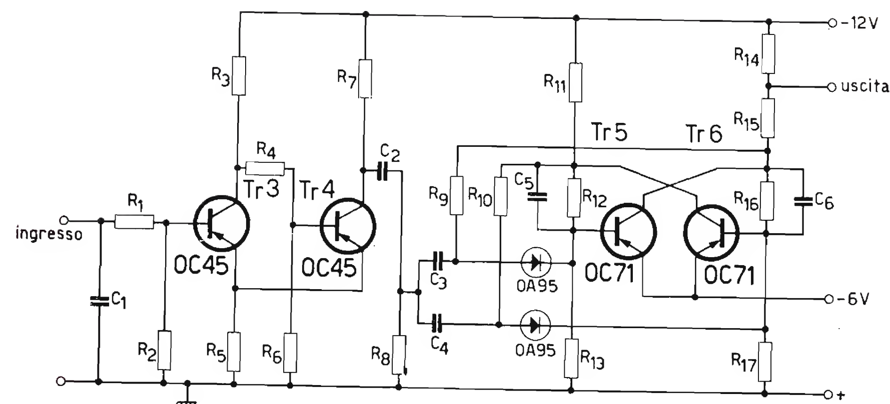


Fig. 7.106b.
Schema elettrico dell'apparecchiatura ausiliaria da usare in coppia con il captatore.

R_1 = 1 kΩ	R_{10} = 12 kΩ	C_1 = 39.000 pF
R_2 = 10 kΩ	R_{11} = 2.700 Ω	C_2 = 680 pF
R_3 = 5.600 Ω	R_{12} = 27 kΩ	C_3 = 680 pF
R_4 = 27 kΩ	R_{13} = 68 kΩ	C_4 = 680 pF
R_5 = 180 Ω	R_{14} = 1 kΩ	C_5 = 1.000 pF
R_6 = 12 kΩ	R_{15} = 1.800 Ω	C_6 = 1.000 pF
R_7 = 2.700 Ω	R_{16} = 27 kΩ	
R_8 = 10 kΩ	R_{17} = 68 kΩ	
R_9 = 12 kΩ		

107. Rivelatore senza contatti di perdite di un grande serbatoio

Non appena il livello del liquido nel serbatoio decresce, il movimento del galleggiante fa aumentare la distanza tra le placche del condensatore C_V. Di conseguenza l'ampiezza del segnale a RF generato nel circuito LC, incorporante il transistor OC 80, varia.
Quando il segnale a RF (rettificato) raggiunge un certo valore (1,2 V) il circuito di Schmitt costituito dai due OC 71 opera in modo tale da portare, attraverso il diodo Zener, il transistor OC 80, che funziona come un interruttore, in conduzione, con conseguente eccitazione del relé Rel_2 (600 Ω). A sua volta il relé può comandare indifferentemente un circuito di allarme o altra apparecchiatura ausiliaria.

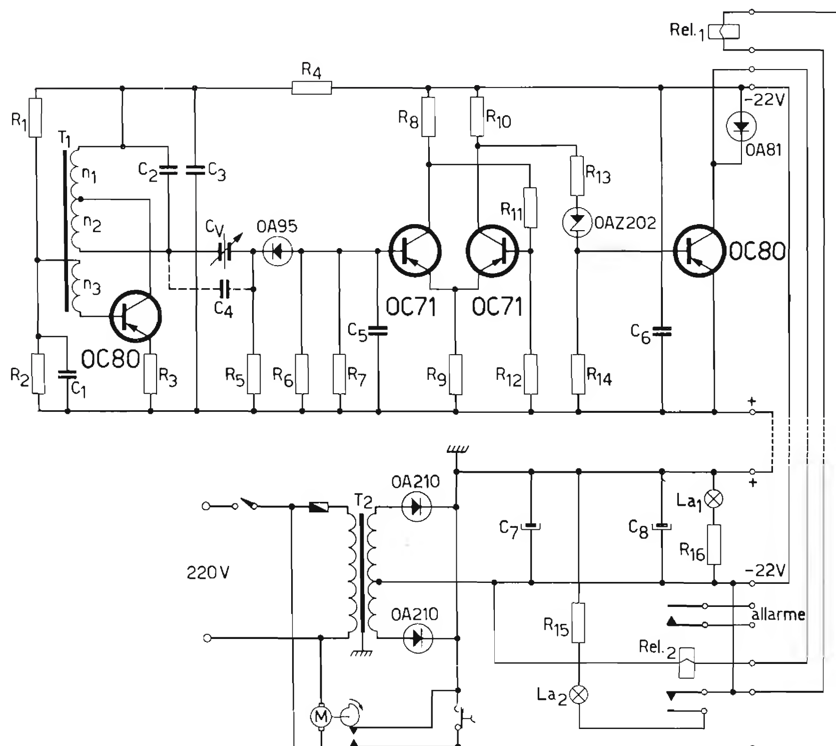


Fig. 7.107. Schema elettrico del rivelatore di perdite di un serbatoio.

108. Unità di alimentazione ad alta tensione per l'elettrificazione di recinti

Il primo transistor, la cui frequenza di lavoro può essere regolata per mezzo della resistenza variabile, funziona come un oscillatore bloccato.
Gli impulsi generati dall'oscillatore sono amplificati dal secondo transistor, applicati al transistor finale di potenza e infine attraverso il trasformatore T_3 al recinto. Impiegando dei componenti aventi i valori qui di seguito dati si ottengono impulsi di 3500 V con durata di 10 ms.
Applicati ad un recinto di 1 km di lunghezza gli impulsi hanno una potenza non del tutto adeguata per intimidire bovini che hanno avute precedenti esperienze di recinti elettrificati, ma che dovrebbe essere sufficiente per fermare animali più piccoli.

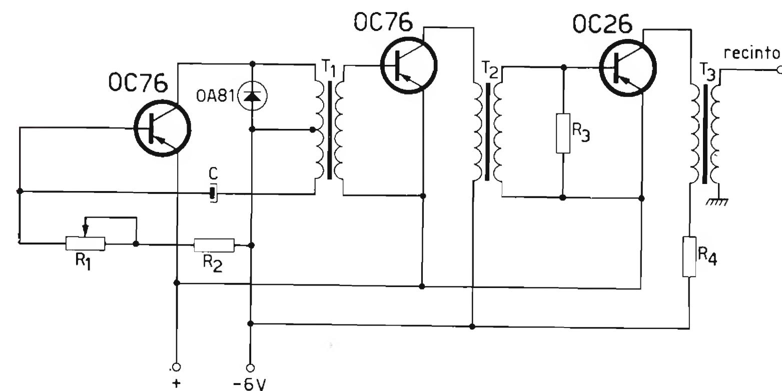


Fig. 7.108.
Schema elettrico dell'unità di alimentazione ad alta tensione per l'elettrificazione di recinti.

R_1 = 500 kΩ	C = 8 µF
R_2 = 50 kΩ	T_1 = 5 + 5 : 1
R_3 = 10 Ω	T_2 = 5 : 1
R_4 = 1 Ω	T_3 = 1 : 200

Componenti del circuito 7.107:

		C_1 = 0,1 µF
		C_2 = 1.000 pF
		C_3 = 0,47 µF
R_1 = 33 kΩ	R_9 = 100 Ω	C_4 = 10-22 pF
R_2 = 1 kΩ	R_{10} = 2.700 Ω	C_5 = 10.000 pF
R_3 = 100 Ω	R_{11} = 15 kΩ	C_6 = 1 µF
R_4 = 560 Ω	R_{12} = 33 kΩ	C_7 = 250 µF
R_5 = 10 kΩ	R_{13} = 6.800 Ω	C_8 = 250 µF
R_6 = 10 kΩ	R_{14} = 1 kΩ	T_1 = FXC 14/8
R_7 = 47 kΩ	R_{15} = 220 Ω	T_2 = Trasf. principale 220 V 0-15-30 V; 1 A
R_8 = 5.600 Ω	R_{16} = 220 Ω	

109. Apparecchiatura-relé sensibile alla RF

La bobina di accordo viene costruita avvolgendo su un supporto di plastica contenente un nucleo di ferro dolce 360 spire di filo magnetico (diametro 0,09 mm). La distanza tra le flange è di 2 mm e i diametri, esterno e interno, della bobina rispettivamente di 20 e 12 mm.
L'avvolgimento parte dalla connessione indicata col numero 4 (vedi figura 7.109) e comprende una presa (1) a 24 spire e un'altra (2) a 220 spire. Con i diodi opportunamente collegati, come mostrato in figura, il relé risponde agli impulsi a BF e a RF fino a 2 MHz.
L'apparecchiatura può essere allora usata per eccitare un secondo relé più potente che può avere il compito di mettere in funzione un ricevitore transistorizzato non appena hanno inizio, le trasmissioni radio.

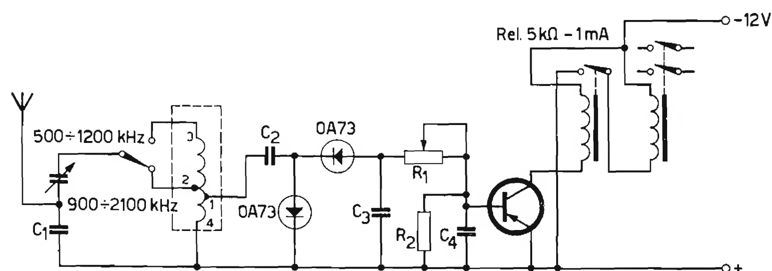


Fig. 7.109. Schema elettrico dell'apparecchiatura-relé sensibile alla RF.

R_1 = 100 kΩ	C_1 = 100 pF
R_2 = 1 MΩ	C_2 = 10.000 pF
	C_3 = 10.000 pF
	C_4 = 20.000 pF

110. Circuito di controllo mediante relé funzionante a differenza di fase

In fig. 7.110 viene illustrato un circuito sperimentale per la comparazione di fase tra due tensioni sinusoidali con frequenze comprese tra 40 Hz e 20 kHz. Quando lo sfasamento tra le due tensioni supera o è diverso di 90° il relé viene eccitato.
La chiusura di un contatto piuttosto dell'altro dipende dal senso in cui è avvenuta la variazione di fase (positivo o negativo).
I semiperiodi negativi della tensione di riferimento servono per l'alimentazione dei collettori del primo stadio push-pull di amplificazione.
La tensione da confrontare è applicata al primo stadio di amplificazione mediante un trasformatore di ingresso bilanciato. Se lo scarto di fase di entrambe le correnti di base è di 90° rispetto alla tensione del collettore, le correnti che scorrono alternativamente attraverso R_1 e R_2 sono eguali, quindi la carica media di C_1 è zero, cosicchè il secondo stadio amplificatore in push-pull è completamente bilanciato. Il relé rimane così diseccitato.
Se la differenza di fase tra le due tensioni è diversa di 90° uno dei due contatti del relé si chiude sempre dipendentemente dal senso della deviazione di fase.

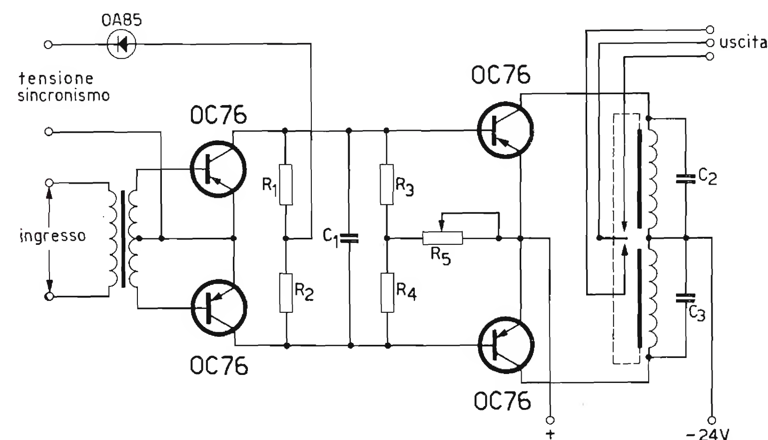


Fig. 7.110.
Schema elettrico del circuito di controllo mediante relé funzionante a differenza di fase.

R_1 = 4.700 Ω	R_4 = 4.700 Ω	C_1 = 1 μF
R_2 = 4.700 Ω	R_5 = 1 kΩ	C_2 = 8 μF
R_3 = 4.700 Ω		C_3 = 8 μF

111. Circuito porta - AND

Gli ingressi N_1 - N_2 - N_3 possono essere portati a due livelli di tensione e cioè a 0 V o a — 5 V (quali potrebbero per esempio essere le tensioni di collettore di multivibratori bistabili).
Fino a quando uno qualsiasi di questi ingressi è a potenziale zero, anche il punto A rimane a questo potenziale; solo quando tutti gli ingressi sono a — 5 V si avrà un impulso negativo in grado di passare dal punto A. L'uscita V_1 può essere usata, per esempio, per fornire un impulso alle porte susseguenti e V_2 per comandare un multivibratore bistabile.

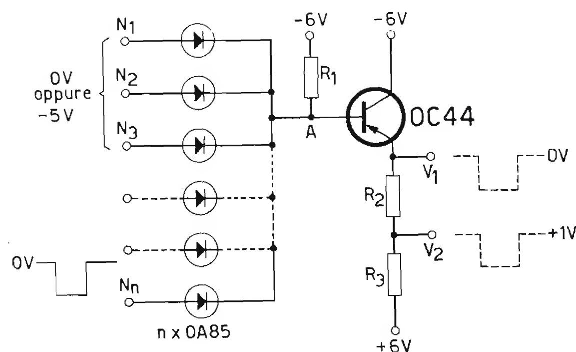


Fig. 7.111. Schema elettrico del circuito porta AND.

R_1 = 12 kΩ
R_2 = 330 Ω
R_3 = 1.500 Ω

112. Circuito porta - OR

Al punto A viene dato un potenziale eguale al più basso dei potenziali applicati all'ingresso.
Conseguentemente tutte le volte che un impulso negativo abbassa il potenziale anche di uno solo degli ingressi N_1, N_2, N_3 ecc. esso viene lasciato passare da questo circuito.

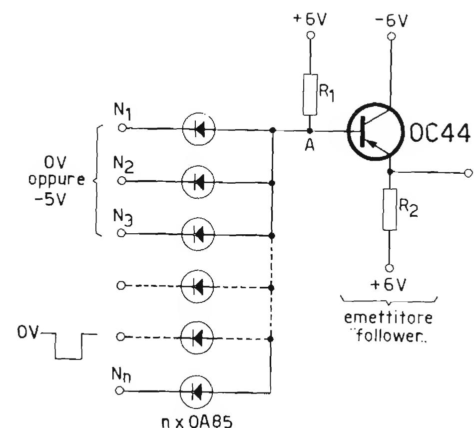


Fig. 7.112. Schema elettrico del circuito porta OR.

R_1 = 100 kΩ
R_2 = 1.800 Ω

113. Circuito porta - NOR

Fino a quando tutti gli ingressi sono a 0 V, il transistor è bloccato (la base è positiva) cosicchè la tensione di uscita è uguale a — 5 V. Quando uno o più degli ingressi riceve un segnale che lo porta a — 5 V, il transistor diventa conduttore e non fornisce più alcun segnale di uscita (il collettore è a 0 V).

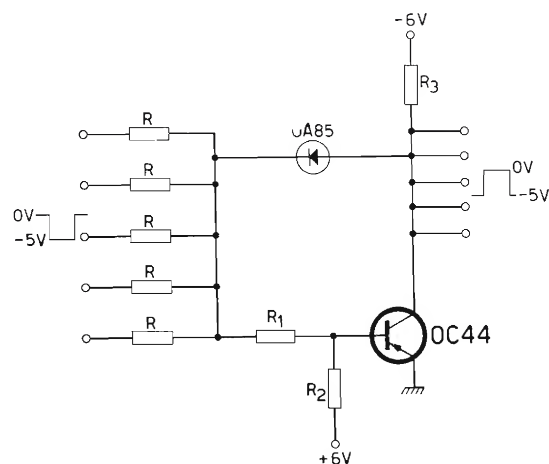


Fig. 7.113. Schema elettrico del circuito porta NOR.

$R = 6.800\ \Omega$
$R_1 = 560\ \Omega$
$R_2 = 33\ k\Omega$
$R_3 = 1.000\ \Omega$

NOTE

NOTE

NOTE

Stampato
con i tipi delle Arti Grafiche Crosignani S.p.A.
PERO (Milano) - Via Pisacane. angolo via Figino

Edizione 1966 Prezzo **L. 1200**



PHILIPS S.p.A. - MILANO - PIAZZA IV NOVEMBRE 3 - TELEF. 6994

TRANSISTOR - TEORIA E APPLICAZIONI